

ŘADA B
PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS
PRO RADIOTECHNIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXVII/1978 ČÍSLO 6

V TOMTO SEŠITĚ

Vážení čtenáři 201

PŘENOSOVÉ A SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTOŘE

I. Lineární obvody	
Základní obvodové prvky	202
Impulsní signály	204
Lineární obvody a periodické nesinusové signály	205
II. Měřicí metody	
Kmitočtová oblast	209
Časová oblast	210
Spektrální analýza	211
III. Přenosové analyzátoře	
Nízkofrekvenční kmitočtové rozmitáče	212
Obrazové (video) a výrovnáčky	219
Přesnost a přehlednost měření	224
Kmitočtová oblast	224
Úrovňová oblast	224
Programovaná a automatizovaná měření	225
Vývedení, impedanční přípůsobení	226
Analyzátoře komplexních přenosových a imitančních parametrů	228
IV. Spektrální analyzátoře	
Analyzátor HP 8552/8552	229
Analyzátor HP 3580A	230
V. Konstrukce nírozmitáče (sweeperu)	
Popis řešení	232
Konstrukce	236
Oživení, nastavení	236
Seznam součástek	237
Literatura	237

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57-1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kaloušek. Redakční řada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminc, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradík, ing. J. T. Hyun, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. J. Klábal, RNDr. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomírský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 52-7, šéfredaktor I. 353.

Ročně vydá 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšířuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství Magnet, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel.

Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko, n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerci přijímá vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodin. Číslo indexu 46044.

Toto číslo mělo být použito plánu 15. 11. 1978.

© Vydavatelství MAGNET, Praha

VÁŽENÍ ČTEŇÁŘI

tímto číslem se loučíme s dalším ročníkem Amatérského radia řady B – pro konstruktéry. Na tomto místě jsme vás v průběhu roku informovali o předsjezdové aktivitě členů Svatarmu, již se chystali na VI. sjezd své organizace. Bylo by tedy třeba na stejném místě přinést i zprávu o průběhu a výsledcích tohoto sjezdu – to však bohužel nemůžeme realizovat, neboť AR řady B dávala redakce do tiskárny začátkem září – tedy zhruba dva měsíce před konáním sjezdu. Svůj dluh však redakce splatí v nejkratším možném termínu po skončení sjezdu.

Dnes tedy využijeme volného místa k tomu, abychom se „ohlédli“ za minulým ročníkem AR řady B a řekli si něco o budoucím ročníku.

Protože je AR řady B monotonematický časopis, je naši snahou využívat ho jednak ke komplexním (pokud možno) informacím z různých oborů elektroniky – měření. I když by se na první pohled mohlo zdát, že zpracovaní problematiky měření s přenosovými a spektrálními analyzátoři a analýzy obvodů vůbec je určeno především pro profesionály s určitým vyšším vzděláním, není tomu tak. Jde o to, že je třeba, aby si čtenář vytvořil obraz o tom, jak vypadá stav v tomto oboru ve světě, jak lze postupovat klasickým způsobem a jaký převrat do klasických řešení obvodů přináší soudobá technika a technologie – to vše bude čtenář zřejmě i tehdy, nebudě-li detailně rozumět dlečímu problému, popř. i částečně výkladu, především pokud jde o použití matematickýho aparátu.

Není to samozřejmě jen problém našeho časopisu, se stejnými obtížemi zápasí všechny časopisy, otázkou dne je totiž: čemu dát přednost? Pokud jde o naše časopisy (tj. vycházející v ČSSR), je situace o to složitější, že některé problémy, o nichž piší, by vyžadovaly věnovat se jím zgruntu, tak říkajíc od Adama, neboť v naší technické literatuře nelze o nich najít ani zmínku, tím méně pak vyčerpávající (často i stručnou) informaci. To platí např. i o tematici, které je věnováno toto číslo AR řady B. Navíc, i když se v naší literatuře nějaké informace najdou, jde obvykle o „technickou historii“. Výjimky ovšem potvrzují pravidlo, jsou však velmi, velmi řídké; konečně stačí prolistovat několik posledních ročníků AR řady A a najít si recenze novinek technické literatury.

Stále stoupající (a rozebraný okamžitě) náklad AR řady B svědčí o tom, že hlad po informacích všeho druhu ze všech oborů elektroniky je velký a že se stále zvětšuje. Přitom je třeba mít na zřeteli, že pejorativní nádech slova „amatér“ pomalu ale jistě mízí, neboť ty tam jsou ty doby, kdy jedinec zvládl celou problematiku elektrotechniky. Dnes doba vyžaduje specializaci a kdo je odborníkem „profesionálem“ v počítací technice, je nutně „amatér“ např. v technice nízko-frekvenční apod. Na obsah tohoto časopisu a AR řady A je proto třeba dívat se i z tohoto hlediska. Náklad časopisu se zvětšuje také proto, že se do elektroniky „zapojují“ i noví zájemci a těch je také stále více. A jak v souvislosti s tím, co bylo napsáno, využít všestrík i této zájemců?

Redakce při plánování čísel dalšího ročníku přihlídla ke všem uvedeným faktům

a potřebám národního hospodářství a vydavatele, jímž je Svatarm, a prichystala na příští rok jednotlivá čísla tak, aby pokud možno vyhověla potřebám a požadavkům (je-li to vůbec možné); první číslo bude věnováno problematice hudebních nástrojů, další čísla budou věnovány zájmovým zapojením, konstrukci antén a antenních zesilovačů pro rodinné domky, přijímací technice atd. Protože již uplynulo více než pět let, co vyšel Radiový konstruktér se seznamem článků našich elektronických časopisů, bude jedno z čísel AR řady B v příštím roce věnováno této tematice. Těšíme se, že se většina našich čtenářů budeme opět pravidelně setkávat na stránkách našeho i jejich časopisu.

Nakonec bychom se rádi vrátili ještě k tomuto číslu AR řady B, které je věnováno problematice, která je jednou ze základních ve všech oblastech elektroniky – měření. I když by se na první pohled mohlo zdát, že zpracovaní problematiky měření s přenosovými a spektrálními analyzátoři a analýzy obvodů vůbec je určeno především pro profesionály s určitým vyšším vzděláním, není tomu tak. Jde o to, že je třeba, aby si čtenář vytvořil obraz o tom, jak vypadá stav v tomto oboru ve světě, jak lze postupovat klasickým způsobem a jaký převrat do klasických řešení obvodů přináší soudobá technika a technologie – to vše bude čtenář zřejmě i tehdy, nebudě-li detailně rozumět dlečímu problému, popř. i částečně výkladu, především pokud jde o použití matematickýho aparátu.

Výklad vedený tímto způsobem by však měl ozřejmit čtenáři i to, co čas od času zdůrazňujeme při různých příležitostech: nechceme, nemůžeme a není to ani žádoucí tisknout pouze návody na stavbu zařízení, pro něž si zájemce kupí desku s položnými spoji, osadí ji součástkami a dále se o celou věc nezajímá, protože „to“ hráje, svítí, blíká apod. Tento přístup k elektronice, provozovaný i byt pouze jako koníček, hobby, není v době technické revoluce možný. Z tohoto hlediska je toto číslo AR řady B ukázkou, jak bychom si představovali zpracování určité problematiky, závažné problematiky, závažným způsobem. A to s jedinou výjimkou – kdyby existovala vhodná dostupná knižní literatura, na níž by bylo možno v teorii navázat, nebo se na ni odvolávat – věci by, domníváme se, prospělo, kdyby místo (zde ovšem z uvedených důvodů nezbytné) teorie bylo více místa věnováno vlastní konstrukci a praktickým otázkám měření vůbec. To však nebylo možné – snad však dá toto číslo AR řady B alespoň ke krátkým článkům, v nichž by byla praxe „rozmitaných“ měření a v měření vůbec popsána co nejpodrobnejší.

* * *

Protože se setkáme na stránkách tohoto časopisu až v novém roce, přejeme čtenářům štastné a veselé vánoční svátky a do nového roku vše nejlepší, mnoho pracovních i osobních úspěchů.

Redakce

Přenosové a spektrální analyzátor

František Kyrš

Jedním z dynamicky se rozvíjejících oborů měřicí techniky je přenosova, imitační a spektrální analýza. Přehledná informace z této oblasti je náplní tohoto posledního letošního čísla AR řady B. Ukázalo se, že kromě stručných informací v časopisech není v literatuře ucelenější práce; na niž bylo možno navázat. Pak je těžko, na omezeném prostoru, přistupnou a vyčerpávající formou postihnout celou problematiku. Jako určité východisko byla zvolena demonstrace jednotlivých měřicích systémů na příkladech konceptních i obvodových řešení zahraničních výrobků, zajímavých řešení z firemních publikací a zahraničních periodik. Přesto je třeba toto číslo AR B chápát především jako základ pro další příspěvky v „červeném“ AR, jimiž by bylo možno průběžně zlepšovat informovanost čtenářů o současném stavu celé této oblasti.

Obsah je členěn do několika navazujících částí. V první jsou partie z teorie lineárních obvodů, postihující souvislosti mezi časovou a kmitočtovou rovinou. Druhá část stručně naznačuje základní orientaci z hlediska měření. Třetí část se věnuje automatizované přenosové a spektrální analýze. Zde bylo bohužel nutné vyhnout se aplikacím mikropočítaců. Jakmile bude v AR uvedena rozsáhlejší informace o mikroprocesech, připravovaná na příští rok, tento dluh splatíme. Přesto byla zahrnuta do tohoto přehledu alespoň některá zajímavá řešení, založená na využití paměťových prvků. Praktická část se zabývá návrhem nekonvenčního rozdílniče, o který je mezi čtenáři velký zájem.

Celý příspěvek je pokusem o rychlé poskytnutí informací z jednoho oboru.

I. Lineární obvody

Problémy, kterými se budeme dále zabývat, mají těžiště v rozsáhlé oblasti teorie a praxe lineárních obvodů. Obecná teorie je složitá a tím i nevhodná pro běžnou technickou práci. Proto byly postupem doby vytvořeny metody, umožňující (zavedením určitých předpokladů a podmínek) snáze postihnout řadu problémů a zjednodušit potřebný matematický aparát. To je jistě velkou předností, avšak současně i příčinou obtížné orientace v komplexní problematice, protože tak zaniká řada důležitých vzájemných souvislostí.

Našim prvním cílem proto bude snaha přinést alespoň povrchní přehled základních metod řešení lineárních obvodů a jejich souvislostí.

Základní obvodové prvky

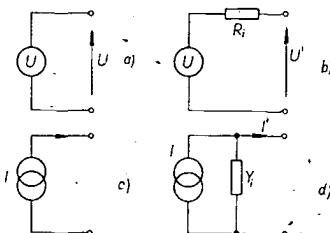
Libovolné lineární obvody se soustředěnými parametry můžeme modelovat pomocí několika málo ideálních obvodových prvků. Ideálních proto, že ve „fyzické“ formě prakticky neexistují. Všechny se vyznačují dvěma svorkami – jsou to ideální dvojpoly.

Rozdělují se především na aktívny a pasívny. Aktivní dvojpoly jsou zdroji elektrické energie, pasívny naopak jejími spotrebici nebo akumulátory. Základní podmínkou pro zařazení dvojpola mezi lineární obvody je nezávislost jeho vlastnosti na úrovni generovaného nebo průchozího signálu (napětí nebo proudu).

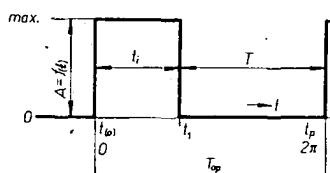
Aktívni prvky

Aktivní dvojpoly jsou zdroji napětí nebo proudu. Ideální napěťový zdroj je charakteristický nulovým vnitřním odporem (impedancí) R . Technická verze napěťového zdroje se naopak vyznačuje určitým vnitřním odporem, řazeným v sérii ke svorkám zdroje ideálního (obr. 1a, b).

Základním kritériem je časový průběh signálu $y = f(t)$, podle něhož rozlišujeme zdroje na:

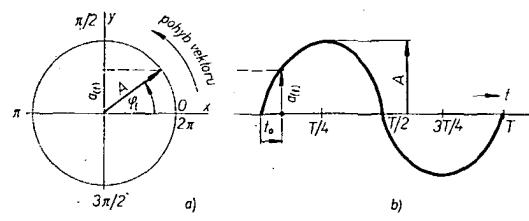


Obr. 1. Ideální napěťový (a), proudový (b) a technická realizace (c, d) zdroj a jeho technická realizace (b), popř. (d)



Obr. 2. Interval pravoúhlého periodického signálu

Obr. 3. Znázornění harmonického signálu jako rotujícího vektoru (a) a jako rozvinutého časového průběhu (b)



Napěťové a proudové zdroje mohou být vzájemně zaměňovány (obr. 4).

Známým příkladem je výstupní obvod tranzistoru v kmitočtově nezávislé oblasti při zpracování malých signálů.

Napěťové zdroje mohou být řazeny sériově, nezávisle na napětí kteréhokoli z nich. Celkové napětí je úměrné algebrickému součtu okamžitých napětí jednotlivých zdrojů

$$u_c(t) = u_1(t) + u_2(t) + \dots + u_n(t)$$

Obr. 4. Rovnociennost technického napěťového a proudového zdroje při $R_i = 1/G_i$

Proudové zdroje mohou být řazeny paralelně. Proud, tekoucí do společné záťaze

$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) + \dots + i_n(t).$$

Pasivní prvky

Rozeznáváme tři ideální pasivní dvojpoly - odpor R , cívku (indukčnost) L a kondenzátor (kapacitu) C .

Odpór je prvek ryze činného charakteru. Za nejrůznějších pracovních podmínek mohou být jeho napětové proudové závislosti definovány Ohmovým zákonem $u(t) = i(t)R$. Může být hodnocen také jako vodivost $G = 1/R$. Jednotky jsou ohm, pro vodivost siemens.

Kondenzátor je dvojpól, schopný akumulovat energii ve formě elektrického náboje. Po nabité má svorkové napětí, úmerné vztahu $U = Q/C$. Okamžitý proud, tekoucí kondenzátorem

$$i(t) = C \frac{du}{dt} \quad [A; F, V, s].$$

Okamžité svorkové napětí kondenzátoru jako funkce protékajícího proudu

$$u(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt + u(t_0) \quad (2).$$

kde $u(t_0)$ je svorkové napětí v čase t_0 .

Posledním pasivním dvojpolem je cívka (indukčnost), což je prvek, na němž se změnou magnetického toku indikuje svorkové napětí $u = \frac{d\Phi}{dt}$. Protože $\Phi = LI$ [$Wb; H, A$], je $u(t) = L \frac{di}{dt}$. Potom okamžitý proud, tekoucí cívkou

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u_c dt + i(t_0) \quad (3),$$

kde $i(t_0)$ je proud v čase t_0 .

Pracovat s právě uvedenými výrazy jako výchozími by znamenalo dostávat se do potíží již při jednoduchých úlohách. Právě proto se používají řada praktických metod řešení lineárních obvodů. Nejsou univerzální, každá je vhodná pouze pro určitou oblast nebo způsob přístupu k problému.

Nejvícejší je řešit obvody v ustáleném režimu při napájení ze zdroje sinusového průběhu. To je zvláštní případ z oblasti zpracování periodických signálů. Použijeme této cesty k vyšetření chování prvků L a C . Zdroj sinusového napětí definujeme jako $u(t) = U \sin \omega t$. V ustáleném režimu lze počítat podmínky $u(t_0)$, $i(t_0)$ z předchozích rovnic považovat za nulové (nulová ss složka signálu).

Pro kondenzátor lze psát

$$i = C \frac{du}{dt} = \omega C U \cos \omega t = \omega C U \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$$

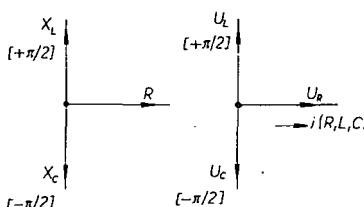
pro cívku

$$i = \frac{1}{L} \int u dt = \frac{1}{L} \int U \sin \omega t dt = \\ = \frac{1}{\omega L} U \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (5).$$

Z rovnice vyplývá, že na rozdíl od odporu R , u něhož napětí a proud jsou ve fázi, napětí na cívce proud o $\frac{\pi}{2}$ předbíhá, na kondenzátoru se za proudem o $\frac{\pi}{2}$ zpožďuje. Fázové poměry na L a C jsou tedy vzájemně opačné. Mimořádně důležité je to, že (nehledě k fázovému posunu) si proud i napětí zachovávají svůj původní, sinusový charakter. To vše ovšem platí pouze v obvodu periodického, sinusového signálu a v ustáleném režimu.

Obr. 5. Základní vlastnosti pasivních prvků R , L , C

Veličina	Prvek	\square	\square	\square
Reaktance	R	$X_C = -j \frac{1}{\omega C}$	$X_L = j\omega L$	
Suscepance	$G = \frac{1}{R}$	$B_C = \frac{1}{X_C} = j\omega C$	$B_L = \frac{1}{X_L} = -j \frac{1}{\omega L}$	
Svorkové napěti	$u_{II} = R i_{II}$	$u_{II} = \frac{1}{C} \int_0^t i_{II} dt + u_0$	$u_{II} = \frac{di}{dt}$	
Procházející proud	$i_{II} = u_{II}/R$	$i_{II} = C \frac{du_{II}}{dt}$	$i_{II} = \frac{1}{L} \int_0^t u_{II} dt + i_0$	
Proud při sinus. svorkovém napěti	$i_R = \frac{U}{R} \sin \omega t$	$i_C = \omega C U \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$	$i_L = \frac{U}{\omega L} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$	
Fázový posuv napěti vůči proudu	0	$-\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$	

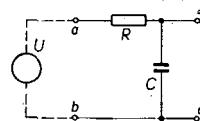


Obr. 6. Symbolické znázornění reaktančních a fázových poměrů

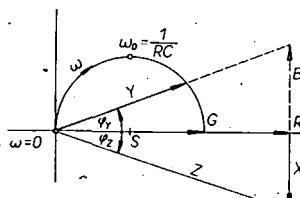
Za těchto podmínek můžeme stanovit „analogické“ veličiny vzhledem k poměrům na reálném odporu, neboť platí (viz hořejší vztahy) $\omega C = L/U$, $\omega L = U/I$. Tak definujeme indukční reaktanci $X_L = j\omega L$ rozměrem odporu [Ω], indukční susceptanci $B_L = 1/j\omega L$ charakteru vodivosti [S], kapacitní reaktanci $X_C = 1/j\omega C$ a kapacitní susceptanci $B_C = j\omega C$. Pracujeme s nimi jako s odpory nebo vodivostmi podle pravidel zobecněného Ohmova zákona pro ustálený harmonický režim. Při tom je nutno respektovat vlastnosti prvků R , L , C , souhrnně uspořádané na obr. 5. Vektorově jsou fázové poměry u všech tří prvků vzhledem ke společné odporné (proudové) ose znázorněny na obr. 6.

Komplexní dvojpoly, čtyřpóly

Vhodnou kombinaci libovolného počtu ideálních dvojpölů můžeme modelovat vlastnosti technických prvků a jejich sestav. Tak např. cívku jako reálně provedené indukčnosti charakterizuje určitá vlastní rezonance, činitel jakosti apod. Tyto vlastnosti zahrne me do obvodu ideální indukčnosti jako vlastní kapacitu, ztrátový odpor apod. Nové vzniklé dvojpól má komplexní charakter. Na



Obr. 7. Jednoduchý člen RC , použitý dále k demonstraci jednotlivých metod řešení lineárních obvodů



podmínu napěťového buzení (nulový vnitřní odpor generátoru) a výstupu článku na prázdroj (nekonečný zatěžovací odpor). Tehdy se uvedený obvod chová jako klasická dolní propust RC . Pro vyšetření přenosu stačí představit si doplnění článku zdrojem sinusového signálu, jak je na obr. 7 znázorněno čárkován. Napěťový přenos

$$K(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{X_C}{X_C + R} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (10)$$

Absolutní hodnota přenosu, udávající poměr výstupního a vstupního napětí bez ohledu na fázový posuv, je

$$|K(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}, \varphi = -\arctg \omega RC \quad (11)$$

Praktické přenosové články jsou ovšem složitější, proto je obtížnější i jejich řešení. Přenos se obvykle řeší sestavením obvodových rovnic o několika neznámých, odvozených metodou smyčkových proudů nebo uzlových napětí, užívá se maticového počtu atd. S těmito problémy se na stránkách AR setkáváme. Ponecháme je stranou současného zájmu s tím, že podstata vyšetřování imitačních a přenosových vlastností je nám známa.

Mohlo by se zdát, že s ohledem na praxi jsou dosud uvedené vlastnosti lineárních obvodů dostatečným popisem k jejich hodnocení. Tento předpoklad je oprávněný pouze tehdy, pracujeme-li s harmonickým signálem, nebo je-li naše hodnocení podloženo znalostí ostatních souvislostí, případně zkušenostmi.

Jako typický příklad uvedme konstrukci běžného, lineárního nf zesilovače, tedy zařízení, které prakticky vůbec není určeno ke zpracovávání harmonického signálu, natož pak v ustanoveném režimu. Akustické signály, hudba, řeč mají přece impulsní, náhodný, neperiodický charakter. Přesto vše, že nejčastěji se zesilovače posuzují z hlediska ustanoveného harmonického přenosu, průběhem přenosové charakteristiky. I když poněkud předbíháme, vidíme, že mezi chováním obvodu v impulsním a harmonickém režimu je určitá souvislost, že obě kritéria mají své oprávnění. Skutečně, oblast nf zesilovačů je teoretičky dokonale propracovaná tak, že postačí definovat tolerance přenosových charakteristiky, aby zesilovač vyhovující z hlediska lineárního režimu měl využívající vlastnosti také v impulsním provozu. Při dodržení určitých zásad příslušné konstrukční oblasti, jejichž původ vlastně ani nemusí být znám, je možno pracovat úspěšně. Jiná je však situace při skutečném vývoji nových, zařízení, kdy je nutno hodnotit řadu hlubších souvislostí. Zkusme se dál na problematiku lineárních obvodů podívat z tohoto hlediska.

Impulsní signály

Jakmile připustíme, že signál v lineárním obvodu nemusí mít harmonický průběh, okamžitě se dostáváme do situace, kdy s dosavadními názory nevystačíme, a to i při zachování periodicitu a ustanoveného režimu. Komplexním přenosovým článkem bude ovlivňován nejen přenos, ale také charakter výstupního signálu. Proto se přenosové články komplexního charakteru nazývají také články korekční nebo tvarovací.

Průchodem nesinusových signálů korekčními články tedy zůstává zachována jejich periodicitu (opakovací kmitočet), časový průběh se však od původního signálu liší.

Harmonická analýza

V této situaci je, v duchu dosavadního přístupu, nutno nějakým způsobem popsat

zpracovávaný signál v kmitočtové rovině. Východiskem je analýza signálu pomocí rozvoje jeho časového průběhu trigonometrickou Fourierovou řadou.

Technický realizovatelný, spojité periodický signál $f(x)$ může být nahrazen množinou sinusových signálů, jejichž kmitočty jsou celistvými násobky f_0 , původní funkce. Mezi těmito náhradními signály musí být definovány určité amplitudové a fázové vztahy, které jsou funkci časového průběhu původního signálu. Původní signál je nahrazen „náhradními“ signály tím dokonaleji, cím je počet náhradních signálů větší. Postupu při definici náhradních signálů se říká harmonická analýza.

Fourierova řada v omezeném ($n < \infty$) rozsahu a rozvinutém tvaru je

$$f_n(x) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos x + a_2 \cos 2x + \dots + a_m \cos nx + b_1 \sin x + b_2 \sin 2x + \dots + b_n \sin nx \quad (12)$$

Koefficienty řady

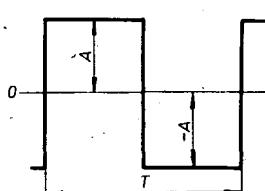
$$\begin{aligned} a_0/2 &= \frac{1}{T} \int_0^T f(x) dx, \\ a_k &= \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cos kx dx, \\ b_k &= \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \sin kx dx. \end{aligned} \quad (13)$$

Vedle rozvinutého tvaru lze řadu psát i jako

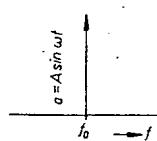
$$\begin{aligned} f(x) &= a_0/2 + \sum_{k=1}^N (a_k \cos kx + b_k \sin kx), \\ \text{nebo} \quad f(x) &= a_0/2 + \sum_{k=1}^N C_k \cos(kx + \varphi_k), \\ (C_k &= \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \operatorname{tg} \varphi_k = -\frac{b_k}{a_k}) \quad (14). \end{aligned}$$

Fourierovou řadou lze definovat $y = f(x)$ pro libovolný technický průběh s rostoucími i klesajícími intervaly. Závisle proměnná nemusí být plynulou funkcí x.

Pokusme se na věc podívat selským rozumem. Rozvoj do Fourierovy řady říká, že periodický průběh (např. pravoúhlý signál na obr. 9) můžeme nahradit superpozicí řady signálů sinusových, z nichž první má kmitočet rovný opakovacímu kmitočtu originálu (časového průběhu), kmitočty ostatních signálů jsou rovny jeho celým násobkům; jsou tedy jeho výššími harmonickými. Všechny náhradní signály mají řadou pro určitý charakter originálu (zde pravoúhlý průběh se



Obr. 9. K jednoduchému příkladu harmonické analýzy



Obr. 10. Harmonický signál v kmitočtové rovině

střídou 1:1) pevně definovaný vzájemné vztahy amplitudové i fázové.

Ustálený sinusový signál, který jsme uvažovali až dosud, má diskrétní charakter – na kmitočtové ose ho můžeme vyjádřit jedinou čarou, vymezující pohyb jeho amplitudy, obr. 10. Obecný periodický signál je naopak tvořen harmonickou superpozicí takových signálů, typických pro konkrétní časový průběh.

Pro ideální přiblížení originálního signálu a náhradních signálů by počet členů řady měl být teoreticky nekonečný. Protože se však u naprosté většiny reálných signálů intenzita kmitočtového spektra s rostoucím kmitočtem zmenšuje, je možno dosáhnout dobrých výsledků i při omezeném rozsahu řady.

Jaký je význam koeficientů $a_0/2, a_k, b_k$? Všechny jsou funkcií originálního signálu. Jsou vztázeny k integrálu jedné periody T . Získáváme je matematickým (nebo grafickým) zpracováním časového průběhu signálu v periodickém intervalu 0 až T .

Koefficient $a_0/2$ je střední hodnota signálu, tedy jeho ss složka. Koefficient a_k je dvojnásobkem střední hodnoty průběhu, který je určen součinem originální funkce a $\cos kx$. Pro každé k (1, 2, ..., n) tedy získáváme jiný koefficient a_k . Význam koefficientu b_k se od předchozího liší v tom, že je úměrný integrálu $f(x) \sin kx$.

Zásadním krokem při rozvoji periodického signálu do řady je nutnost stanovit tyto koefficienty. Tím je vlastně vyřešena celá úloha, další postup je mechanickým zpracováním obecné formulace.

Určení koefficientů je snadné pro signály, jejichž časový průběh se dá znázornit lomenou čarou (pravoúhlý, trojúhelníkovitý, pilovitý, stupňovitý signál apod.). Pak mohou být koefficienty stanoveny přímou integrací.

Je užitečné pamatovat si několik pravidel, která výpočet zjednoduší:

1. Pro křivky, souměrné podle časové osy, tedy kdy platí $y(x) = -y(x + \pi)$, je koefficient $a_0/2$ roven nule (nulová ss složka signálu). Navíc se řada skládá pouze z lichých harmonických ($k = 1, 3, 5, \dots$) a stačí integrovat pouze v mezech 0 až $T/2$ popř. 0 až π .

2. Pro křivky, souměrné podle osy y, kdy platí $y(-x) = y(x)$ – což je sudá funkce – je řada definována pouze kosinovými členy a koefficientem $a_0/2$.

3. Pro křivky, souměrné k počátku souřadnic, kdy platí $y(-x) = -y(x)$ – což je lichá funkce – řada obsahuje pouze sinové členy.

Pro názornost uvedme jednoduchý praktický příklad – analýzu zmíněného signálu pravoúhlého průběhu se střídou 1:1, obr. 9.

Na první pohled vidíme, že signál má nulovou ss složku, koefficient $a_0/2$ tedy bude roven nule. Vzhledem k souměrnosti signálu postačí integrovat v mezech 0 až $T/2$. Pracujeme s periodickou časovou funkcí (s intervalom T). Proto lze napsat $x = \omega t = 2\pi t/T$. Píšeme

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2}{T} \int_0^{T/2} 2A \cos kx dx = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} 2A \cos k\omega t dt = \\ &= \frac{2\pi}{T} 2A \frac{T}{2\pi k} \left(\sin k \frac{2\pi}{T} t \right)_0^{T/2} = \\ &= \frac{2A}{\pi k} (\sin k\pi - \sin 0). \end{aligned}$$

Protože $\sin k\pi = 0$, je libovolné a_k rovno vždy nule.

$$\begin{aligned} b_k &= \frac{2}{T} \int_0^{T/2} 2A \sin k\omega t dt = \\ &= -\frac{2}{T} 2A \frac{T}{2\pi k} \left(\cos k \frac{2\pi}{T} t \right)_0^{T/2} = \\ &= -\frac{2A}{\pi k} (\cos k\pi - \cos 0). \end{aligned}$$

Protože $\cos k\pi$ pro lichá k ($1, 3, 5 \dots$) = $= -1$, $\cos 0 = 1$,
pro sudá k ($2, 4, 6 \dots$) = 1,

$$\text{platí pro lichá } k: \quad b_k = \frac{4A}{\pi k}$$

$$\text{hudá } k: \quad b_k = 0.$$

Proto Fourierova řada zkoumaného signálu má po dosazení do (12) tvar

$$f(x) = \frac{4A}{\pi} \left(\sin x + \frac{\sin 3x}{3} + \frac{\sin 5x}{5} + \frac{\sin 7x}{7} + \dots \right) \quad (15).$$

Ke stejnemu výsledku bychom došli dříve ze symetrie signálu podle časové osy a počátku souřadnic – tato lichá funkce obsahuje pouze sinové členy. Stačilo vyšetřit pouze koeficienty b_k .

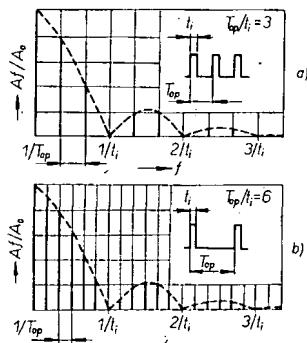
Toto byl samozřejmě jednoduchý příklad, podobně však můžeme analyzovat i ostatní zmiňné signály.

Při rozvoji složitějších časových funkcí je nutná integrace po částech a to vede k řadě komplikací. Proto se většinou podobně řeší approximaci průběhu z lineárních úseků a náhradou integrace sumací. Existuje také řada grafických metod, jejichž principu se ještě dotkneme v souvislosti s měřicími metodami.

Všimněme si ještě jedné zajímavé skutečnosti. Libovolný periodický signál je možno znázornit množinou spektrálních čar na kmitočtové ose. Jejich amplitudy jsou úměrné poměrně intenzitě harmonických složek, vzájemná vzdálenost jednotlivých čar je konstantní a rovna $1/T_{op}$ původního signálu. Propojením koncových bodů všech spektrálních čar získáme tzv. spektrální obálku, která má určitou periodicitu. Jak ukážeme znovu pravoúhlého signálu, u něhož budeme měnit středu. Tu můžeme hodnotit jako $T_{op}/4$, což je převrácená hodnota tzv. činitele plnění impulsu. Na obr. 11a je znázorněn signál s poměrem $T_{op}/4 = 3$. Z průběhu obalové křivky spektra pozorujeme periodicitu v intervalech $k \frac{1}{4}$. Pone-

cháme-li stejnou dobu trvání intervalu t_i a budeme měnit činitele plnění prodlužováním doby T_{op} , poměr $T_{op}/4$ se bude zvětšovat. Vzdálenost spektrálních čar se bude zmenšovat, je úměrná $1/T_{op}$. Protože periodický interval obálky zůstává konstantní ($1/t_i$), zvětšuje se spektrální hustota. To můžeme pozorovat srovnáním obr. 11a, b. K nejhustšímu spektru tedy zřejmě konverguje signál s $T_{op} \rightarrow \infty$.

Jaký je vlastně potřebný počet členů Fourierovy řady pro přesnější rozvoj? Počet členů se výrazně liší podle charakteru analyzovaného signálu. Z průběhu spektrální intenzity běžných signálů, který je nejlepším kriteriem, vidíme, že se amplituda a tím



Obr. 11. Kosvětlení pojmu spektrální hustoty

i význam jednotlivých složek výrazně zmenšuje s rostoucím kmitočtem. Urcitou představu dávají zkušenosti se vzorkováním analogových signálů v měřicí technice, jak ještě uvidíme. V technické praxi se harmonické analýzy využívá nejčastěji k orientačnímu rozboru spektra v rozsahu několika harmonických. Stanovením konečné řady zavádime vždy určitou chybu; prostřednictvím rozvoje lze ovšem řešit problém, které by jinak přesahovaly naše možnosti. Fourierovy řady mnoha signálů bývají uváděny ve většině matematických a elektrotechnických příruček. Tím pro běžné praktické aplikace odpadají problémy s odvozením koeficientů a výpočtem i poměrně rozsáhlé řady kalkulačkou je jednoduchou mechanickou záležitostí.

Fázory

Všimněme si pro další potřebu ještě matematického popisu a grafického znázornění vektorů se zretelem na lineární obvody. Vektor můžeme symbolicky zapsat také v exponenciální formě. Protože platí známé Eulerovy vzorce

$$e^{i\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi, \quad e^{-i\varphi} = \cos \varphi - j \sin \varphi \quad (16),$$

lze psát

$$\bar{c} = |c| e^{i\varphi} \quad (17),$$

kde φ je úhel modulu $|c|$ vůči reálné ose. Analogie z oblasti lineárních obvodů – takto můžeme např. popsat komplexní charakter imittance při určitém kmitočtu. Je to vektor nehybný, statický. Podává obraz o komplexním charakteru nějaké veličiny za jistých, stále definovaných podmínek.

V praxi je často nutné slučovat různé vektory mezi sebou. Z fyzikálního hlediska musíme některé vektory považovat za dynamické, např. signál $u = U \sin(\omega t + \varphi)$ automaticky chápeme v komplexní rovině jako vektor, jehož modul má absolutní hodnotu $|U|$, rotuje úhlovou rychlosť ω a v čase t má vůči reálné ose úhel φ . Takový vektor se nazývá rotujícím fázorem, který můžeme v komplexní rovině trigometricky popsat jako

$$\bar{c} = c [\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi)].$$

Výraz je rovnocenný formálnímu zápisu

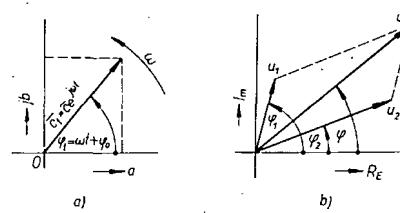
$$\bar{c} = c e^{i\omega t} = |c| e^{i\varphi} e^{i\omega t} \quad (18).$$

Rotující fázor je tedy součinem statického fázoru a činitele $e^{i\omega t}$. Plně popisuje časový průběh harmonického signálu, jak ukazuje obr. 12a.

Okamžitá hodnota závisle proměnné je znova určena okamžitým průmětem rotujícího fázoru na imaginární osu:

$$|c| (\sin \omega t + \varphi) = \operatorname{Im} [\bar{c} e^{i\omega t}] \quad (19).$$

Jako příklad sečteme dvě okamžité hodnoty napětí u_1, u_2 , mají-li obě shodný kmitočet ω .
+ $u_2 = U_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + U_2 \sin(\omega t + \varphi_2) =$



Obr. 12. Grafické znázornění: rotující fázor (a) a součet okamžitých velikostí dvou napětí sinusového průběhu (b)

$$= \bar{U}_1 e^{i\omega t} + \bar{U}_2 e^{i\omega t} = (\bar{U}_1 + \bar{U}_2) e^{i\omega t} =$$

$$= (U_1 e^{i\varphi_1} + U_2 e^{i\varphi_2}) \cdot e^{i\omega t}$$

Grafické znázornění sloučeného rotujícího fázoru je na obr. 12b. S fázory tedy pracujeme podle zde uvedených platných pro obor komplexních čísel.

Lineární obvody a periodické nesinuové signály

Rozvojem periodického signálu do řady získáváme kromě jeho popisu v kmitočtové oblasti také možnost vyšetřovat poměry v obvodech tohoto signálu. Taktéž vedená řešení jsou tedy založena na principu harmonické analýzy. Je důležité, aby signál byl dostatečně popsán konečnou Fourierovou řadou, konečným počtem harmonických signálů. Druhou nezbytnou podmínkou je znalost komplexní kmitočtové charakteristiky (imitanční, přenosové) vyšetřovaného obvodu. Vyšetřovaný signál jako kmitočtová odesvta lineárního obvodu je úměrný množině harmonických signálů, ovlivněný komplexním mírou přenosu (imitance) tohoto obvodu.

Příklad: Chtějme stanovit proud, tekoucí sériovým člámkem RC , je-li buzeri z napěťového zdroje periodického signálu. Předpokládejme, že jsme rozvojem stanovili příslušnou řadu harmonických signálů u_1 až u_n , jejich vzájemné amplitudové a fázové relace. Náhradní schéma pro tento případ je na obr. 13.

Vyšetříme postupně proudy jednotlivých zdrojů (harmonických). Celkový proud tekoucí obvodem RC odpovídá součtu dílčích proudů. Protože to jsou vektory s různými kmitočty ω a různými fázovými vztahy, nemohou být prostě sčítány ani znázorněny v jedné komplexní rovině. Jsou to rotující fázory. Průběh každé harmonické

$$i_k = U_k \sin(k\omega t + \varphi_k) = \operatorname{Im} [\bar{U}_k e^{ik\omega t}].$$

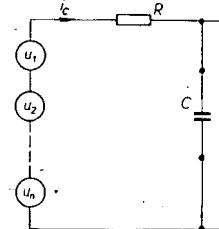
Poměrem statického napěťového a příslušného impedančního fázoru lze definovat statický proudový fázor $\bar{I} = \bar{U}/\bar{Z} = |\bar{I}| e^{i\varphi}$. Celkový proud pak určíme jako součet rotujících fázorů

$$\bar{i} = \operatorname{Im} [\bar{I}_1 e^{i\omega t} + \bar{I}_2 e^{i2\omega t} + \dots + \bar{I}_n e^{i\omega t}] \quad (20).$$

Tato metoda poskytuje dobrou představu o kmitočtových vlastnostech celého obvodu. Její přesnost je však závislá na konečném, omezeném počtu členů řady. Při složitějším průběhu vstupního signálu se používá především k prvnímu přiblížení.

Formální zjednodušení lze dosáhnout vyjádřením signálů pomocí Fourierovy řady v komplexním tvaru. Lze ji odvodit úpravou rovnice (14).

$$f(t) = a_0/2 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\omega t + \varphi_k).$$



Obr. 13. Náhradní schéma pro aplikaci spektrální metody

Platí $\cos(kwt + \varphi_k) = \operatorname{Re}[e^{ikwt} e^{j\varphi_k}]$; protože $C_k e^{jk\omega t} = \bar{C}_k$, lze psát

$$f(t) = a_0/2 + \operatorname{Re} \sum_{k=1}^{\infty} \bar{C}_k e^{jk\omega t} \quad (21).$$

Komplexní Fourierova řada je definována kmitočtovými složkami s kladnými a zápornými známeky. To proto, že okamžité amplitudy signálu jsou určeny součty dvou sduzených, protisměrně rotujících fázorů.

$$(\bar{C}_k e^{jk\omega t} + \bar{C}_{-k} e^{-jk\omega t}) / 2 = \operatorname{Re} [\bar{C}_k e^{jk\omega t}]$$

Tento rovností lze do řady zahrnout i člen $a_0/2$, ss složku, definovanou při $k = 0$.

Proto má komplexní řada tvar

$$\begin{aligned} f(t) &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \bar{C}_k e^{jk\omega t} \\ \bar{C}_k &= \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jk\omega t} dt \end{aligned} \quad (22).$$

Vrátime-li se k našemu případu, lze celkový proud tekoucí obvodem RC zapsat jako

$$I_c = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{\bar{U}_k}{Z_k} e^{jk\omega t}. \quad (23).$$

S komplexní Fourierovou řadou se ještě setkáme ve vztahu k neperiodickým signálům.

Odezva na jednotkový skok

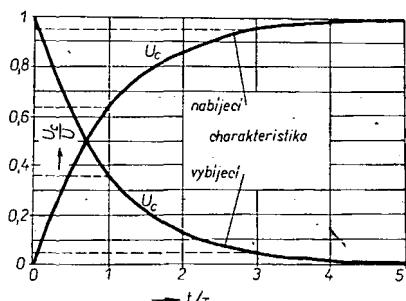
Dosud jsme si všímali chování obvodů při zpracování periodického signálu ve spojitém, ustáleném režimu. Vímě, že stejný význam mají i signály neperiodické, přechodové jevy aj.

Jako příklad důležitého a vlastně nejjednoduššího neperiodického signálu můžeme uvést jednotkový skok. Je to signál, který v určitém času skokově přechází z minimální (nulové) do maximální (jednotkové) úrovni nebo naopak.

Pokud doba T (obr. 14) bude tak dlouhá, že se v průběhu jejího trvání ustálí signálové úrovně na konstantní úrovni ($T \rightarrow \infty$), můžeme z hlediska řešení považovat periodický signál těchto vlastností za neperiodický (definovaný v intervalu T) a naopak.

Řešení časové odezvy opět vychází z integro-diferenciálních rovnic. Užijme znovu obr. 7. Napěťový zdroj bude generovat signál pravouhlého průběhu s $T_{op} \rightarrow \infty$. V čase t_0 přechází napětí z 0 na 1. Obvod můžeme popsat rovnici smyčkového proudu

$$\frac{1}{C} \int i dt + iR + u_C = U \quad (24).$$



Obr. 14. Průběhy časové odezvy (U_C) sériového článku RC na jednotkový skok

Vzhledem k času $T \rightarrow \infty$ můžeme považovat $u_{C0} = 0$. Rovnice upravíme a derivujeme podle času

$$\frac{1}{C} i + \frac{di}{dt} R = 0,$$

čímž získáváme lineární diferenciální rovnici prvního řádu s konstantními koeficienty a nulovou pravou stranou. Řešení ve znázorněm tvaru (přechodový jev na obvodu RC)

$$\begin{aligned} i(t) &= Ke^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{U}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \\ (K = I_0 = \frac{U}{R}, \tau = RC) \end{aligned} \quad (25).$$

Časový průběh výstupního signálu

$$u_C = U - u_R = U - iR = U(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (26).$$

V čase t_0 je u_C rovno nule, v čase $t \rightarrow \infty$ je u_C rovno napětí zdroje.

Proud tekoucí obvodem RC se s časem zmenšuje od $I_0 = U/R$ k nule podle exponentiálně.

Je-li po dostatečně dlouhém čase splněna podmínka ustáleného režimu ($u_C = U, i = 0$), pak se při skoku vstupního signálu na nulu vybije kondenzátor C . Můžeme znova psát rovnici smyčkového proudu, tentokrát za změněných počátečních podmínek ($U_0 = 0, u_{C0} = U$).

$$\begin{aligned} \frac{1}{C} \int_0^t i dt + iR &= u_{C0} \\ R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i &= 0 \end{aligned} \quad (27).$$

V čase t_0 teče obvodem maximální proud $\frac{u_{C0}}{R}$ opačného smyslu. Napěťový zdroj (generátor) je nahrazen počáteční podmínkou, nábojem kondenzátoru

$$i(t) = -\frac{U}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (28).$$

Časový průběh napětí na kondenzátoru

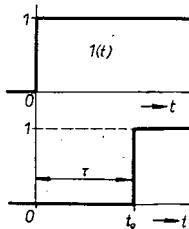
$$u_C = -u_R = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (29).$$

V příkladu jsme položili rovnost mezi neperiodický a periodický signál určitých vlastností. Bylo to možné proto, že jsme vyloučili vliv opakovacího kmitočtu, délky impulsu a počátečních podmínek. Časové průběhy odezvy jednoduchého obvodu RC na jednotkový skok jsou uvedeny na obr. 14.

V praxi se ovšem užívají signálů i v obvodů mnohem složitějších, které nemohou být popsány tak jednoduše, jako v uváděných příkladech. Klademe si tedy logicky otázku: jak vlastně přistupovat k obecnějšímu řešení lineárních obvodů?

Superpoziční metoda

Jednou z možností je aplikace superpoziční metody. Tak, jako lze periodický signál definovat množinou signálů harmonických, může být komplikovaný neperiodický signál popsán sumou signálů jednodušších, elementárních: Vlastní odezva obvodu je potom úměrná algebrickému součtu odezv na jednotlivé signály. Jednoduchými signály jsou především již zmíněný jednotkový skok a jednotkový impuls, nazývaný také Diracova funkce. Všimněme si symbolického zápisu jednotkového skoku. Chápeme jej jako časovou funkci, která má v čase $t > 0$ jednotkovou, v čase $t < 0$ nulovou amplitudou. Čas t_0 se označuje jako nespisitý interval. Takto definovaný jednotkový skok se označuje jako $1(t)$. Castý je případ posuvu t_0 na časové ose.



Obr. 15. Jednotkový skok

Tento stav se v zápisu promítá jako $1(t-t_0)$ nebo $1(t-\tau)$ (obr. 15). Obecná definice jednotkového skoku je

$$1(t-\tau) = \begin{cases} 1 & \text{pro } t > \tau \\ 0 & t < \tau \end{cases} \quad (30).$$

Chování lineárního obvodu v časové oblasti popisuje jeho přechodová charakteristika $-h(t)$. Je určena časovou odevzou na signál jednotkového skoku za nulových počátečních podmínek. Platí vztahy

$$u_2(t) = u_1(t)h(t), \quad h(t) = \frac{u_2(t)}{u_1(t)} \quad (31).$$

Jako příklad stanovení odevzdy $u_2(t)$ můžeme chápát předchozí kapitolu, kdy jsme vyšetřovali chování obvodu RC v časové oblasti.

Znalost odevzdy na jednotkový skok je užitečná i pro stanovení odevzdy na složitější časovou funkci. Uvažujeme zjednodušený případ podle obr. 16. Originální signál můžeme stupňovitě approximovat algebraickým součtem jednotkového skoku $u(0)$, $1(t)$ a dřížek skoků $\Delta u(\tau)$, $1(t-\tau)$, následujících za sebou, posunutých vždy o $\Delta\tau$. Z hlediska přenosnosti je zapotřebí co nejkratších intervalů $\Delta\tau$. V limitním případě, kdy $\Delta\tau \rightarrow 0$, bude se blížit k nule i Δu . Pak je možno k popisu součtu zúčastněných skoků použít výraz

$$u_1(t) = u(0)1(t) + \int_0^t \dot{u}(\tau)1(t-\tau)d\tau.$$

Protože odevza $u_2(t)$ je $u_1(t)h(t)$, má signál po průchodu korekčním článkem časový průběh

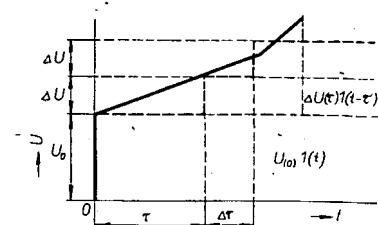
$$u_2(t) = u(0)h(t) + \int_0^t u'(\tau)h(t-\tau)d\tau \quad (32).$$

To je charakteristická superpoziční rovnice, nazývaná Duhamelovým integrálem. Může být upravena do dalších tří tvarů. Podle charakteru časového průběhu $u_1(t)$ a přechodové charakteristiky $h(t)$ se volí ten, který je právě nevhodnější vzhledem k integraci.

Zvláštním signálem je jednotkový, Diracův impuls. Lze si jej představit jako limitní případ pravoúhlého impulsu jednotkové plochy o šířce Δt . Bude-li konvergovat Δt k nule,

$$\delta(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1(t) - 1(t - \Delta t)}{\Delta t} \quad (33),$$

je funkce nulová pro všechna t kromě $t = t_0$, když přesahuje všechny meze. Je tedy vlastně derivací jednotkového skoku.



Obr. 16. Superpoziční metoda

Odezva obvodu na jednotkový impuls se nazývá impulsní charakteristikou. Za nulových počátečních podmínek a při $t \geq 0$ souhlasí odezva $h_0(t)$ při buzení obvodu jednotkovým impulsem s derivací přechodové charakteristiky $H(t)$. Proto může být k vyšetření odezvy využito také impulsní charakteristiky.

Fourierova transformace

Fourierovou transformací je možno vyšetřovat vzájemné souvislosti mezi časovými průběhy a spektrálními funkcemi neperiodických signálů. Východiskem je tzv. Fourierův integrál

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega t} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (34).$$

Podmínkou platnosti je absolutní integrovatelnost $f(t)$.

Proto:

a) funkce $f(t)$ musí být v intervalu $-\infty$ až $+\infty$ po částech spojitá,

b) integrál $\int |f(t)| dt$ musí mít konečnou hodnotu.

Fourierův integrál je komplexní funkci reálné proměnné $f(t)$. Taková forma popisu funkce zdánlivě není praktická, vždyť hodnota funkce $f(t)$ je vyjádřena dvojnásobným integrálem, v němž se sama vyskytuje. Je zde však jedna zajímavá skutečnost – vnitřní integrál v (34) je funkci jediné proměnné $-\omega$. Uvažujme tu funkci jako samostatnou a nazvěme ji Fourierovým obrazem.

Je-li tedy $f(t)$ Fourierův předmět (standardního typu, vyhovující předchozím podmínkám), je pro všechna reálná ω definován Fourierův obraz

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{j\omega t} dt \quad (35).$$

Uvedený vztah se nazývá přímou Fourierovou transformací.

$F(j\omega)$ je skutečně komplexní funkci reálné proměnné ω . Označení $(j\omega)$ souvisí s Laplaceovou transformací.

Naopak Fourierův předmět $f(t)$ může být jednoznačně určen svým obrazem

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (36).$$

Tento vztah se nazývá zpětnou Fourierovou transformací.

Regulérní odvození Fourierova integrálu je náročné a rozsáhlé. Často se užívá názornějšího odvození Fourierovy transformace z komplexní Fourierovy řady. Je to však zjednodušený a nepřesný postup, založený na známém výsledku. Alespoň v názvu si této cesty, pro představu, všimněme. Definovali jsme již komplexní koeficient Fourierovy řady (rovnice (22)). Nyní chceme hodnotit neperiodický signál. Necháme-li však růst dobu periody nad všechny meze, bude se C_k blížit k nule. Proto stanovíme poměrný koeficient C_k/ω_0 . Původní koeficient (pro periodický signál) definuje členy diskrétního, časového spektra pro $k = 0, 1, 2, \dots, n$. Odstup sousedních čar je konstantní, roven $\Delta\omega = (k+1)\omega_0 - k\omega_0 = \omega_0$. S růstem doby periody se jednotlivé čáry přibližují, klesá $\Delta\omega$, zvětšuje se hustota spektra. V limitním případě, kterým je neperiodický signál ($T \rightarrow \infty$), přechází spektrální funkce ve spojitu. Upravíme-li integrační meze v (22) a dosadíme za

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T}, \text{ můžeme psát}$$

$$\bar{F}_{(j\omega)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{C_k}{\omega_0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{j\omega t} dt.$$

Dosadíme-li naopak z této rovnice do kom-

plexní Fourierovy řady pro stejný limitní případ ($T \rightarrow \infty$)

$$f(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\bar{C}_k}{\omega_0} e^{jk\omega_0 t},$$

můžeme předpokládat $k\omega_0 \rightarrow \omega_0, \Delta\omega_0 \rightarrow d\omega$. Proto

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{F}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

Bez ohledu na „polohu“ konstanty 2π vidíme formální shodu s rovnicemi přímé a zpětné transformace (35), (36).

Spektrální funkce jediněho impulsu lze srovnávat s průběhem spektrální obálky periodického signálu stejněho tvaru. Jednorázový impulsní průběh lze pomocí Fourierovy transformace převádět na spojitu funkci v komplexní kmitočtové rovině. Z komplexního Fourierova obrazu mohou být stanoveny také

$$S(\omega) = |\bar{F}(j\omega)|, \\ \varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} \bar{F}(j\omega)}{\operatorname{Re} \bar{F}(j\omega)} \quad (37),$$

tj. spektrální a fázová charakteristika. Tak lze odvodit požadavky na přenosové vlastnosti zařízení ap. Jiným příkladem je stanovení vzájemného poměru původního signálu a jeho odezvy po průchodu tvarovacím článkem, popsaným přenosovou (kmitočtovou) charakteristikou. Určí se:

- a) spektrum vstupního signálu prostřednictvím Fourierova obrazu $\bar{F}_1(j\omega)$,
- b) dále zjistíme spektrální obraz výstupního signálu

$$\bar{F}_2(j\omega) = \bar{F}_1(j\omega) \bar{K}(j\omega) \quad (38),$$

- c) nakonec zpětnou Fourierovou transformaci rekonstruujeme časový průběh výstupního signálu

$$u_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{F}_2(j\omega) \bar{K}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (39),$$

což je vlastně příklad aplikace Fourierovské transformace ve spektrální metodě.

Vždy musí být splněna podmínka absolutní integrovatelnosti časové funkce. Nehledě k tomu, že často tomuto požadavku signál nevyhovuje (a tím je omezován aplikační rozsah Fourierovy transformace), je většinou matematické zpracování konkrétních úloh natolik náročné, že vybočuje z možností běžné technické praxe.

Operátorová metoda

Jednou z nejzajímavějších metod je metoda operátorová. Podstatou je skutečnost, že prvotně neshledáme neznámou funkci, vyhovující řešení té které diferenciální rovnice, ale postupujeme v jiné rovině. Hledáme řešení pomocné, operátorové rovnice, jejímž prostřednictvím stanovíme obraz původní funkce. Transformovaná, operátorová rovnice (v níž neznámou je obraz hledaného řešení) již není diferenciální, ale algebraická. Z té určíme obraz a teprve jeho pomocí hledáme výsledek.



Vidíme určitou podobnost s Fourierovou transformací. Teoretickým podkladem operátorové metody je integrální Laplaceova transformace. Laplaceův obraz lze definovat pomocí přímé transformace předmětu $f(t)$

$$\bar{F}(p) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt \quad (40),$$

existuje-li tento integrál a má-li konečnou hodnotu alespoň pro jedno p .

Laplaceův obraz je funkci komplexní proměnné $p = \rho + j\omega$, definičním oborem je proto množina komplexních čísel.

Protože předmět a obraz jsou nesouměřitelné funkce, je nutno vhodně definovat jejich vzájemné relace. Pokud nemůže být u některých výrazů užito znaménka rovnosti, označuje se vzájemná korespondence symboly Laplaceovy transformace

$$\begin{aligned} L[f(t)] &= F(p) & \text{přímá} \\ L^{-1}[F(p)] &= f(t) & \text{zpětná} \end{aligned} \quad \left. \right\} \text{transformace.}$$

Inverzní transformací určíme originál $f(t)$ ke známému obrazu $F(p)$. Vztah pro zpětnou transformaci je tedy řešením integrální rovnice (40) s ohledem na $f(t)$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\rho-j\infty}^{\rho+j\infty} \bar{F}(p) e^{pt} dp \quad (41),$$

což je úloha z oboru funkcí komplexní proměnné – p je komplexní a t reálný argument.

Nutnou podmínkou platnosti Laplaceovy transformace je spojitost $f(t)$ po částech v intervalu $(0 \text{ až } \infty)$ a mezní rychlosť růstu $|f(t)| < Me^{\alpha t}$ (M, α libovolná kladná čísla). To je velkou předností Laplaceovy transformace, protože uvedeným podmínkám využuje prakticky každý technicky reálný signál.

Předpokládejme, že známe obraz $F(p)$ jisté časové funkce $f(t)$. Časovou funkci $f(t)$, originál, však neznáme. Lze jej stanovit pomocí zpětné transformace. Zde je další výhoda Laplaceovy transformace – v mnoha případech není třeba řešit integrál (41). S výhodou se užívá Heavisideova rozkladu nebo tzv. operátorového slovníku, v němž nacházíme bud korespondence speciálních funkcí, nebo obecných operátorových funkcí a originálů. V obou případech je nutná znalost některých zákonitostí, s jejichž pomocí se upravuje korespondence mezi obrazem a originálem.

Zmínil jsme se o komplexní proměnné ($kmitočtu$) – p . Pomocí komplexní proměnné transformujeme diferenciální rovnice na jejich obrazy. Můžeme to však učinit také jinak. Při rozboru určitého zapojení nejprve stanovíme obrazy jednotlivých obvodových prvků a pak přímo sestavíme obrazovou rovnici obvodu. Tim se vyhneme jakékoli manipulaci s diferenciálními rovnicemi a přesouváme těžiště práce do následujících korespondencí.

Obrazové imittance prvků R, L, C definujeme

$$Z_R(p) = R, \quad Y_R(p) = \frac{1}{R},$$

$$Z_L(p) = Lp, \quad Y_L(p) = \frac{1}{Lp},$$

$$Z_C(p) = \frac{1}{Cp}, \quad Y_C(p) = Cp.$$

Rovněž stanovíme obrazy zdrojů signálu. Obecně

$$U(p) = Z(p) I(p) = I(p)/Y(p). \quad (43).$$

S takto definovanými prvky můžeme pracovat jako s odpory (vodivostmi) v obvodu stejnosměrného signálu.

Pro ilustraci opět jednoduchý příklad, stanovení odezvy obvodu z obr. 7 na jednotkový skok, tentokrát s využitím operátorové metody. Protože Laplaceova transformace je podle (40), definována pro $t \geq 0$, můžeme jednotkový skok popsat obrazem časové funkce $L[f(t)] = U/p$. Obraz přenosové funkce článku RC

$$K(p) = \frac{1/Cp}{R + 1/Cp} = \frac{1}{1 + pt}; [\tau = RC] \quad (44).$$

Nyní stanovíme obraz odezvy

$$\bar{F}_2(p) = \bar{F}_1(p)\bar{K}(p) = U \frac{1}{p(1 + pt)} \quad (45).$$

Zpětnou transformaci $\bar{F}_2(p)$ můžeme vzhledem k jednoduchosti řešit přímo. Vyhledáme kořeny poslední rovnice, při nichž se jmenovatel výrazu rovná nule. Jsou to zřejmě $p_1 = 0$, $p_2 = -1/\tau$. Z principu linearity

$$f(t) = U[e^0 - e^{-\frac{t}{\tau}}] = U\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (46),$$

což je výraz shodný s dříve odvozenou časovou odezvou (26).

Pomocí obrazu přenosové funkce lze odvod jednoznačně popsat jak z hlediska harmonického přenosu (kmitočtovou a fázovou charakteristikou), tj. v kmitočtové oblasti, tak v oblasti časové (přechodovou charakteristikou). Obraz přenosové funkce však přímo neurčuje žádnou z těchto funkcí.

Porovnáme-li (40), (41) s (35), (36), zjistujeme určitou formální podobnost Laplaceovy a Fourierovy transformace. Mezi nimi je však několik zásadních rozdílů:

- amásto komplexní proměnné p užívá definice Fourierova obrazu $j\omega$.
- integrační meze Laplaceovy transformace jsou $[0, \infty]$, Fourierovy $[-\infty, +\infty]$,
- podstatné jsou rozdíly platnosti základních integrálních vztahů obou transformací.

Uvedené příčiny brání obecnému srovnávání obou metod.

Všimněme si alespoň odvození kmitočtové charakteristiky – položíme-li reálnou část komplexní proměnné p v Laplaceově obrazu přenosové funkce rovnu nule ($p = 0 + j\omega$), obraz přechází na komplexní vyjádření přenosové kmitočtové charakteristiky. Např. z rovnice (44) získáme

$$K(j\omega) = K(p)_{p=j\omega} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} \quad (47),$$

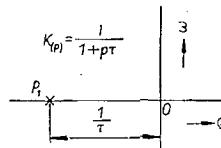
což je funkce shodná s (10), z níž známým, způsobem dokážeme stanovit také charakteristiku fázovou.

Práce s přenosovým obrazem je názorná a užitečná v praxi.

Rešením složitějšího obvodu operátorovou metodou získáváme vždy funkci obrazového přenosu ve tvaru

$$K(p) = \frac{M(p)}{N(p)} = \frac{1 + x_1 p + x_2 p^2 + \dots + x_m p^m}{1 + y_1 p + y_2 p^2 + \dots + y_n p^n} \quad (48),$$

kde $M(p) < N(p)$ jsou polynomy. Obraz, který má charakter racionální lomené funkce, je určen nulovými body a póly. Nulou se označují taková čísla p , po jejichž dosazení roste $K(p)$ nad všechny meze. Při výpočtu lze řešit nul a póly samostatně. S definicí nul a pólu souvisí i komplexní znázornění obrazu $K(p)$ v tzv. půlovém schématu. Póly se



Obr. 17. Půlové schéma článku RC z obr. 7

označují křížkem, nulové body kroužkem. Reálná část ρ se vynáší ve směru vodorovné, imaginární, $j\omega$ ve směru svislé osy. Jako příklad stanovme půlové schéma přenosového článku z rovnice (44), obr. 7. Má zřejmě jeden reálný pól $p_1 = -1/\tau$. Půlové schéma obrazu základních přenosových funkcí jsou podrobně a přístupně probírána v [1-3]. U složitějších obvodů je určení nul a pólu potřebné k stanovení půlového schématu obtížnější. Užívá se rozklad racionální lomené funkce na částečné zlomky prostřednictvím reziduí. Bez rutinní praxe je vhodnější, zajímá-li nás stanovení útlumové nebo fázové charakteristiky, jiný postup.

Řešením určitého obvodu dostaneme vždy racionální lomenou funkci, ve které sloučíme členy stejného řádu p . Zjistili jsme např.

$$K(p) = \frac{x_0 + x_1 p + x_2 p^2}{y_0 + y_1 p + y_2 p^2 + y_3 p^3} \quad (49).$$

Využijeme již zmíněného převodu $K(p) \rightarrow K(j\omega)$ dosazením $j\omega$ za p . To odpovídá stanovení komplexní přenosové funkce obvodu pro sinusový signál a ustálený režim. Pak

$$K(j\omega) = \frac{x_0 + j\omega x_1 - \omega^2 x_2}{y_0 + j\omega y_1 - \omega^2 y_2 - j\omega^3 y_3} = \frac{x_0 + j\omega x_1 - \omega^2 x_2}{y_0 + j(\omega y_1 - \omega^3 y_3) - \omega^2 y_2} \quad (50).$$

Tento výraz má obecný tvar

$$K(j\omega) = \frac{A + jB}{C + jD}, \quad (51),$$

v němž A, C jsou reálné, B, D imaginární složky obou polynomů. Imaginární jsou tvořeny členy s lichými mocninami p – obsahují tedy součinitel $j\omega$. Kmitočtová (útlumová) charakteristika

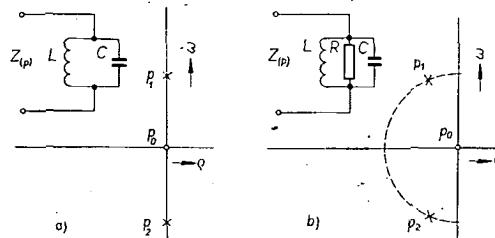
$$|K_{\omega}| = \sqrt{\frac{A^2 + B^2}{C^2 + D^2}} \quad (52).$$

Proto v našem příkladu

$$K_{\omega} = \sqrt{\frac{(x_0 - \omega^2 x_2)^2 + (\omega x_1)^2}{(y_0 - \omega^2 y_2)^2 + (\omega y_1 - \omega^3 y_3)^2}} = \sqrt{\frac{x_0^2 + \omega^2(x_1^2 - 2x_0x_2) + \omega^4 x_2^2}{y_0^2 + \omega^2(y_1^2 - 2y_0y_2) + \omega^4(y_2^2 - 2y_1y_3) + \omega^6 y_3^2}} \quad (53).$$

Podobně lze stanovit fázovou charakteristiku přenosového článku. Obecně, vzhledem k (51)

$$\varphi = \arctg \frac{B}{A} - \arctg \frac{D}{C} \quad (54).$$



Proto z (50)

$$\varphi = \arctg \frac{\omega x_1}{x_0 - \omega^2 x_2} - \arctg \frac{\omega y_1 - \omega^3 y_3}{y_0 - \omega^2 y_2} \quad (55).$$

Principy operátorové metody platí obecně pro libovolnou kmitočtovou oblast lineárních obvodů.

Na rozdíl od dosavadních příkladů, které jsme volili s komplexními obvody typu RC , můžeme hodnotit i vlastnosti v filtrech a přenosových článků s ohledem na průběh přenosového nebo přechodové charakteristiky. Ke klasickým úlohám patří návrh maximálně ploché útlumové a fázové charakteristiky, skupinového zpoždění. Tak se, z rozložení nul a pólu, řeší rozložení laděné, Čebyševovy, Butterworthovy a jiné filtry. Zde se dostaváme do oblasti approximace a realizace funkcí.

Užijeme opět jednoduchého příkladu, osvětlujícího rozdíl mezi analýzou a syntézou imitančního dvojpólu. Stanovme nejprve obraz imitanční funkce a půlové schéma ideálního, bezzáratového paralelního rezonančního obvodu LC , obr. 18a. Takový obvod je ryze reaktanční.

$$Z(p) = \frac{1}{\frac{1}{Lp} + \frac{1}{Cp}} = \frac{Lp}{p^2 LC + 1} \quad (56).$$

Vidíme, že obvod má nulu v počátku a dva sdružené póly na imaginární ose $p_{1,2} = \pm \sqrt{\frac{1}{LC}}$. Póly jsou lépe patrné, dělíme-li rovnici součinem LC

$$Z(p) = \frac{\frac{1}{Cp}}{p^2 + \frac{1}{LC}} \quad (57).$$

Tomu odpovídá příslušné půlové schéma. Takový ideální obvod je nestabilní, protože má nuly a póly na imaginární ose.

Uvažujme dále reálný rezonanční obvod, obr. 18b.

$$Z(p) = \frac{1}{\frac{1}{Lp} + Cp + \frac{1}{R}} = \frac{pLR}{p^2 LC + pL + R} \quad (58).$$

Vidíme, že obvod má opět nulu v počátku. Má daleko dva komplexně sdružené póly, které zjistíme, budeme-li samostatně řešit jmenovatele (58). Pomocí kvadratické rovnice

$$p_{1,2} = \frac{-L \pm \sqrt{L^2 - 4RLC}}{2LC} \quad (59).$$

Vztah upravíme

$$Z(p) = \frac{pLR}{(p - p_1)(p - p_2)} \quad (60).$$

Konkrétním řešením získáme rozměry obou pólů a definujeme půlové schéma. Tento tlumený rezonanční obvod je stabilní, protože má oba póly v levé polovině schématu.

Obr. 18. Impedanční půlové schéma ideálního (a) a reálného (b) paralelního rezonančního obvodu

Nyní můžeme symbolicky, podle Fostera, naznačit příklad obvodové syntézy. Chápeme tím činnost, při níž vycházíme ze známého obrazu určité funkce a hledáme její realizaci, tj. vhodnou konfiguraci obvodových prvků.

Předpokládejme, že jsme stanovili požadavky na imitanční charakteristiku dvojpólu a popsali je obvodovou funkcí

$$Z(p) = \frac{K(p^2 + \omega_1^2)(p^2 + \omega_2^2)(p^2 + \omega_3^2)}{p(p^2 + \omega_4^2)(p^2 + \omega_5^2)} \quad (61)$$

Hledejme nyní obvod, který vyhovuje této funkci. Bez odvození platí, že funkce (61) je reaktanční, bezzátrátová, s jednoduchými střídajícími se nulami a pólů $0, \infty, \pm j\omega_i$ na imaginární ose. Rezidua v pôlech jsou kladná. Rozkladem na částečné zlomky a úpravou lze odvodit výraz

$$Z(p) = k_{\infty}p + \frac{k_0}{p} + \sum_{i=1}^n \frac{2k_i p}{p^2 + \omega_i^2} \quad (62)$$

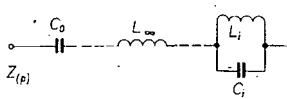
Z prvních dvou členů můžeme ihned určit součet reaktancí indukčnosti a kapacity ($k_{\infty}p = Lp, \frac{k_0}{p} = \frac{1}{Cp}$). Srovnáním třetího člena s rovnicí (57) zjišťujeme ideální paralelní rezonanční obvod

$$2k_i = \frac{1}{C_i}, \omega_i^2 = \frac{1}{L_i C_i} \Rightarrow L_i = \frac{1}{\omega_i^2 C_i} = \frac{2k_i}{\omega_i^2} \quad (63)$$

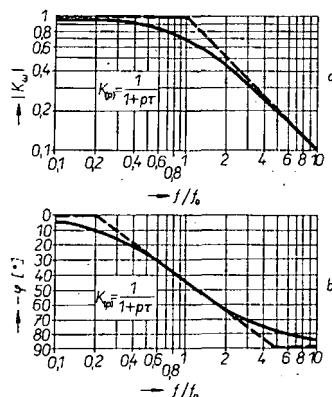
Obecný reaktanční dvojpól tedy můžeme definovat součtem obrazu indukčnosti, kapacity a rezonančního obvodu. Proto také můžeme nakreslit schéma, obr. 19. Výskyt jednotlivých prvků L, C počet rezonančních obvodů ve schématu je závislý na konkrétním tvaru reaktanční racionalní lomené funkce (výskyt pólů v počátku, nekonečnu, rozsah ω_i).

Syntéza lineárních obvodů je charakteristická tím, že nemá jednoznačné řešení. Určitou funkci lze realizovat více způsoby. Řešení pak směřuje k co nejefektivnější realizaci (počet prvků, obtížnost nastavení...). Praktická syntéza komplexních obvodů je obtížnou partii, protože obecně neplatí řada výše uvedených předpokladů – pólů a nuly správky R, L, C mohou být komplexní.

Z rozložení nul a polů určitého lineárního obvodu tedy můžeme stanovit imitanční nebo přenosovou charakteristiku, známe-li vzájemné vztahy mezi půlovým schématem nebo obrazovou funkcí na jedné a imitanční nebo přenosovou charakteristikou základních přenosových článků na druhé straně. Víme např. že přenosový článek z obr. 7, definovaný půlovým schématem na obr. 17, má průběh útlumové a fázové charakteristiky podle obr. 20. S pomocí téhoto základních vztahů můžeme při známém rozložení nul a zvláště pólů sestavit celkovou útlumovou charakteristiku složitějšího obvodu. Výhodná je grafická metoda, zvláště pro první přiblížení. Pak pracujeme s asymptotickými charakteristikami, kdy průběh amplitudové charakteristiky (zisk, útlum), hodnotíme v logaritmickém měřítku (dB). To umožňuje přímo scítat (odčítat) pořadnice charakteristiky v kritických (asymptotických) bodech. Tak postupně approximujeme útlumovou charakteristiku celého zařízení, např. zesilovače. Podobně můžeme graficky stanovit také charakteristiku fázovou, na níž však



Obr. 19. K příkladu realizace ideálního, bezzátrátového dvojpólu LC



Obr. 20. Skutečné i asymptotické charakteristiky (útlumová – a, fázová – b) jednoduché dolní propusti RC v normalizovaném tvaru (kmitočet $f_0 = 1/2\pi t$)

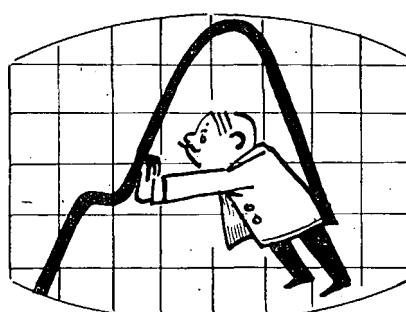
často můžeme usuzovat již z průběhu charakteristiky útlumové. Uplatňují-li se v obvodu zpětné vazby, můžeme rovněž posuzovat jeho kmitočtovou stabilitu. Výhodná jsou zde kritéria podle Bodeho.

Podobně lze např. řešit kmitočtovou kompenzaci operačního zesilovače jako prvku s přenosovou charakteristikou vyššího rádu, s větším počtem pólů. Kompenzačními prvky se obvodové struktury OZ vnučují další pólů s ohledem na reálný zisk (stupeň zpětné vazby) zapojení, charakter zdroje vstupního signálu, zpětnovazební smyčky ap. Zásadním požadavkem je stabilita obvodu.

Z celé kapitoly vyplývá jedno. Teorie lineárních obvodů je složitá a neustále se vyvíjí. Neexistuje jednoduchá metoda, do statečně popisující chování obecně definovaného obvodu jak v časové, tak v kmitočtové oblasti. Úsilí o perfektní přehled je pro nespecializovaného technika většinou nereaálným cílem. Nehledě na to, že řadu problémů nelze přesněji postihnout ani výpočtem. Jsou to zvláštní případy, v nichž se uplatňují složité průběhy signálů, dynamické vlivy obvodových nonlinearit (modulace, zkreslení...), proměnné signály aj. Pro přesnější hodnocení téhoto situací je třeba použít měření. K optimální volbě měřicích metod a postupů je samozřejmě potřebná alespoň určitá znalost teorie obvodů.

II. Měřicí metody

Při vývojové činnosti obvykle vycházíme z exaktního rozboru úlohy, pomáháme si však experimenty, měřením parametrů dílčích prvků a obvodů. Taková kombinace je typická pro efektivní činnost. Významná role měřicí techniky a její častá preferencie však není způsobena pouze obtížným zpracováním teorie obvodů. Nehledě k často širokým tolerancím a klimatickým závislostem řady stavebních prvků vycházíme vlastně již při návrhu zařízení z parametrů, stanovených měřením (např. parametry tranzistorů). Víme z praxe, že práci s úplnými čtyřpólovými



parametry se pokud možno vyhýbáme, idealizujeme obvodové prvky ap. Tak na jedné straně zjednodušujeme výpočet na únosnou míru, snažíme se zachovat přehlednost návrhu, na druhé straně ovšem do návrhu zavádíme další vice či méně únosné chyby. A nejen to. Praktické konstrukce téměř vždy vybojují z oblasti čistě lineárních obvodů. Vyskytuje se v nich vlivy obvodových nonlinearit, podmínečných stabilit a jiné činitele, které ne vždy mohou být postiženy v plném rozsahu – pak se uplatňuje měřicí technika.

Kmitočtová oblast

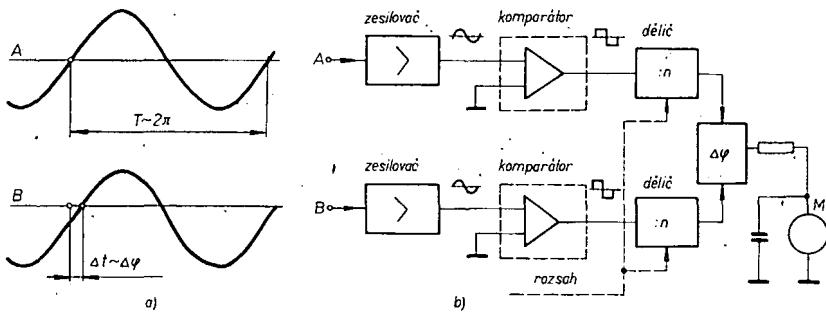
V určité kmitočtové oblasti měříme nejčastěji přenosové a imitanční parametry. Přenos při měření zisku (útlumu) určitého čtyřpólu (čímž rozumíme vyšetřování modulu přenosové funkce) je v souladu s teorií a pro zlepšení rozlišovací schopnosti často udáván v dB, tj. v logaritmickém vyjádření. Zde se dobré osvědčuje nomogram, viz 3. strana obálky.

Často je vhodné používat kalkulačky, zvláště programovatelné. Pro jednoduché úkony vyhovují i nejjednodušší typy. Sám mám např. k dispozici Sharp PC-1002. V následující tabulce jsou pro zajímavost uvedeny sestavené programy obousměrných konverzí. Pro výpočet y [dB] z poměru $U_2/U_1 = x$ je užito základní rovnice y_u [dB] = $= 20 \log x$. Pro inverzní převod je východiskem úprava $\log x = y_u$ [dB]/20.

A_u [dB]	U_2/U_1
$y = 20 \log x$	$x = 10^{y/20}$
x , PROG	y , PROG
log	:
20	20
=	=
END	END
zaved. x	zaved. y
Start disp y	Start disp x

Při programování zavádíme za x nebo y libovolné číslo, např. 1. To usnadňuje průběžnou kontrolu správnosti programu, který u tohoto kalkulátoru nelze krokovat ani odlaďovat. Symboly PROG-END vymezují interval programování. Po vložení programu již probíhá výpočet mechanicky – tlačítky pouze zavedeme vstupní proměnnou, po stisknutí tlačítka START displej indikuje výsledek.

Z předchozí kapitoly vyplývá, že zdaleka ne vždy vystačíme se znalostí absolutní hodnoty přenosu či imitance. Velmi důležitá je také znalost fázové charakteristiky. Kromě možnosti vyhodnotit přenos či imitanci v komplexní kmitočtové rovině lze ze znalosti fázového posuvu i definovat stabilitu aktivních čtyřpólu (Nyquist, Bode...), určit zkreslení signálů (viz návaznost na harmonickou analýzu) aj. V některém čísle AR 1979 uvedeme článek, zabývající se neobvyklými konstrukcemi fázoměrů s analogovým i číslicovým výstupem. Zde pro orientaci pouze několik poznámek. Ve většině příruček jsou uváděny metody vyhodnocení fázového úhlů mezi dvěma signály ze známého vyhodnocení obrazců na stínítku osciloskopu. Tím se zabýváme nebudeme. Často je hodnocen významný posuv dvou harmonických signálů ze vztahu nulových průchodů současného zobrazení na stínítku dvoustopého osciloskopu. Vyhodnocení nulových průchodů je v podstatou fázoměrů. Signály jsou tvarovány napěťovými komparátory na pravoúhlé (srovnej obr. 21a, b) a jako hlavní a podřízený signál ovládají vyhodnocovací obvod, nejčastěji



Obr. 21. Vyhodnocení fázového offsetu dvou signálů

s klopennými obvody typu J-K, ale i s monostabilními obvody (74123) ap. Vhodnou logikou se odvozují impulsy o šířce, proporcionalní vztahem fázovému posuvu obou signálů. Integraci impulsů lze získat analogové napětí, vyjadřující přímo velikost posuvu. Podobně jako u dvoustopého osciloskopu, je u fázoměru určitým problémem jednoznačnost vyhodnocení posuvu s ohledem na možné násobky základního intervalu, např. 360° . Proto se do ovládacích vstupů zařazují přepínatelné kmitočtové děliče, dovolující základní orientaci v širším rozsahu, např. 720° . U většiny fázoměrů musí být také definován smysl fázového posuvu měřicího kanálu vůči referenčnímu (většinou kladný). Řada těchto zapojení byla v AR i RK popsána.

Kmitočtový rozsah naznačené konцепce je, především vlivem vlastnosti komparátorů, omezen na oblast ne vyšší jak desítka a stovky kHz. K jeho rozšíření se užívá kmitočtové konverze, jak dále uvidíme.

Imitanční i přenosové charakteristiky vyjadřují kmitočtové závislosti jednotlivých parametrů, získané vyhodnocením a grafickým zpracováním signálů příslušnými detektory (amplitudovým, fázovým) či jinak. Způsoby vyhodnocení i zpracování jsou počítačem konkrétní situaci (kmitočtová poloha, selektivita, dynamika . . .). Práce je často náročná na parametry přístrojů (potřebných pro tu kterou měřicí sestavu), kvalifikaci a čas.

S oblibou se proto užívají různých zdjednodušujících, orientačních měření, vycházejících ze souvislosti mezi časovou a kmitočtovou rovinou. Tak např. hodnotit zesilovač z hlediska šířky pásma a stabilitu vyžaduje poměrně zdlouhavé měření v kmitočtové rovině. Může se však postupovat obráceně. Víme, že nábeh impulsu (ideálního), který prochází zesilovačem o šířce pásma B, bude přibližně roven $\tau = (0,3 \text{ až } 0,4)/B$. U aktivních zesilovačů tak můžeme hodnotit i stabilitu sledování případných překmitů v závislosti na stupni vybuzení. Ze snížení temene impulsu lze vyčítat přenos nízkých kmitočtů. Podobně radiovými impulsy lze ověřovat selektivitu zesilovače. To vše jsou ovšem improvizace.

Pro přesný postih zisku, selektivity a pro nastavení složitějších filtrů musí být přenos měřen v kmitočtové rovině s dostatečnou přesností. Tuto činnost umožňují do značné míry automatizovat přenosové i imitanční analyzátory. Vedle náznosnosti měření je věkovou výhodou také to, že jakýkoli zásah do měřeného objektu je ihned patrný.

Casová oblast

U přenosových měření není dosud dobré možno kvalitativně postihnout vliv obvodových nonlinearit na měřený signál. Poněkud lepší představu získáme časovým rozvojem signálu, jeho sledováním osciloskopem. I tak je kvalitativně obtížné postihnout zkreslení, protože osciloskop dovoluje pozorovat pouze výslednou kompozici spektrálních složek.

na stínítku po delší dobu. Např. typ HP 1703A, který má možnost užívat, podrží v případě potřeby záznam až několik dní. To je umožněno speciální paměťovou obrazovkou, pracující na principu sekundární emise. Signál se zapisuje pomocí konvenční elektrostatického vychylovacího systému a aluminizovaného fosforového stínítka (obr. 23a). Prvky, umožňující paměťový režim, jsou především paměťová a sběrací mřížka a rozptylové elektronové trysky s příslušným ovládáním. Elektronový mrak od rozptylových trysk je urychlován ke stínítku potenciálem akvadakového povlaku a sběrací mřížkou.

Paměťová mřížka je opatřena povlakem s velkým činitelem sekundární emise. Ten je závislý na jejím potenciálu. Na obr. 23b zachycuje vztažný bod rovnost mezi kvantem elektronů, dopadajících a opouštějících paměťovou plošku. Potenciál paměťové mřížky lze ovládat jednotlivými tryskami v ploškách, odpovídajících polohám průchodu zápisového paprsku. Činnost se dále ovládá potenciálem mezi paměťovou a sběrací mřížkou.

Je-li potenciál paměťové mřížky asi -40 V, lze ji chápout jako řídicí mřížku rozptylových trysk, které proto oddělují od stínítka. V takovém případě pracuje obrazovka jako konvenční. Dopadem paprsku zápisové trysky je nabijeno vlivem sekundární emise dielektrikum paměťové plošky. Rozložení náboje po stínítku, k němuž dojde během zápisového cyklu, je podstatou paměti obrazovky. Vlastní zobrazení i záznam jsou ovládány impulsními obvody, řídicími součinností zápisové a rozptylových trysk. Ke zrušení záznamu se využívá vyrovnaní potenciálu mezi sběrací a paměťovou mřížkou.

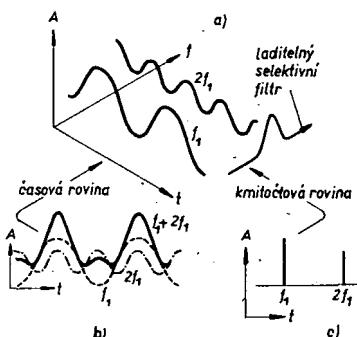
Stále více se prosazují osciloskopy s digitální pamětí. Jejich činnost je obvykle řízena mikropřesorem s příslušnými doplňkovými obvody. Ukázka podobného řešení je na obr. 24: jednokanálový paměťový adaptér k běžnému osciloskopu. Je určen k záznamu a reprodukci jednobitového logického signálu. Paměť RAM i ostatní obvody jsou klasické prvky z řady SN74.

Paměť má čtyři základní vstupy:

- vstup dat $-D_i$,
- ovládání módu read/write $-W_i$,
- 8bitovou adresovou volbu A až H ,
- výstup dat $-Q$.

Strojní cyklus je řízen hodinovým generátorem (hradlo A), jehož činnost je blokována přes klopné obvody J-K (IO_3) a synchronní 8bitový čítač. Generátor ovládá režim paměti, její adresování a společně se vstupním signálem zápis dat. Cyklus je roven $2^8 = 256$ hodinovým impulsům, což vyplývá ze shodných kapacit paměti a čítače.

Měřicí cyklus se spouští nulováním obvodu IO_1 až IO_4 , např. ručně tlačítkem „start“. Měřený signál přichází jednak na obvod IO_5 (úprava vstupních dat paměti), jednak přes obvod vyhodnocení dynamicky neekvivalentní funkce (hradla E, F) na obvod IO_3 . Po odstartování začne pracovat hodinový generátor a inkrementuje čítač do stavu 4. Zde se, pokud se vstupní signál nezmění, zastaví, protože na obou vstupech hradla D je úroveň log. 1. Jakmile dojde ke „skoku“ vstupního signálu (v libovolném smyslu), je vlivem časové konstanty $R_2 C$ překlopen IO_3 . Tím se znova uvede do činnosti hodinový generátor, který již nemůže být zablokován až do konce měřicího cyklu. Při změně hodinového signálu na log. 0 se zapiše stav vstupního signálu do paměti. Při změně na log. 1 je inkrementován čítač a tím i adresa paměti. V okamžiku naplnění čítače (i paměti) 256. hodinovým impulsem je další přenos do paměti znežaren (Q obvodu $IO_4 = \log. 0$), hodinový generátor však dále kmitá, opět inkrementuje čítač i paměť, která je nyní v režimu „read“. Na výstupu Q paměti se proto cyklicky opakuje nahraný logický signál. Výstup „synch“ je určen k synchronizaci osciloskopu. Záznamová i čtecí rychlosť mo-



Obr. 22. Pohled na periodický signál (a) z časové (b) a kmitočtové roviny (c)

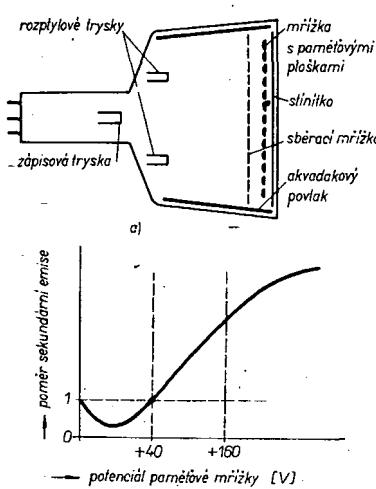
Situaci v souladu s předchozí kapitolou dobře vystihuje znázornění periodického signálu (zde 1. a 2. harmonické) ve dvou rovinách. Časový rozvoj kompozice je na obr. 22b.

Tento průběh můžeme chápat jako zkreslení signálu vlivem 2. harmonické. Při orientační kontrole zkreslení zesilovače vlivem limitace nebo přechodového zkreslení je často vhodnější užití měřicího signálu tvaru symetrického trojúhelníku, jaký mohou produkovat běžné funkční generátory. Malé odchyly od linearity jsou snáze postižitelné.

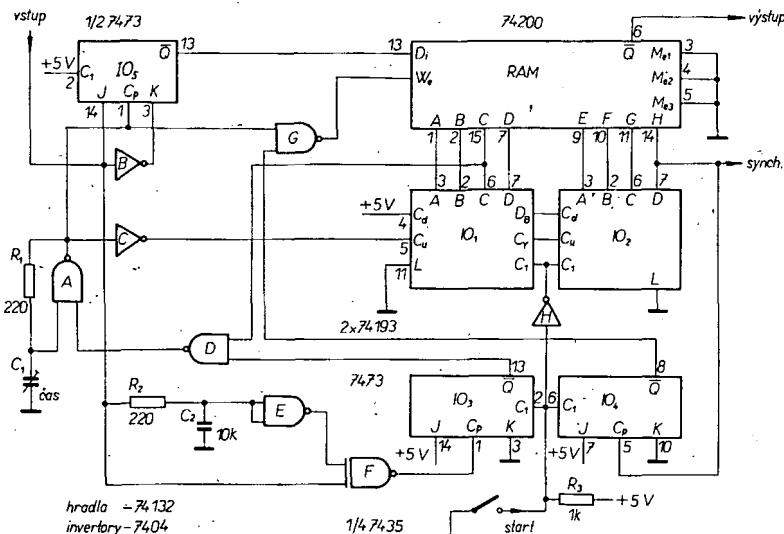
Těžší užití osciloskopu leží především v impulsní technice. Pomineme-li kvalitativní stránku moderních konstrukcí stejně jako speciální aplikace (televizní, vícestopé osciloskopy . . .), bylo by třeba zlepšit informovanost čtenářů zvláště pokud jde o vzkovací a paměťové osciloskopy.

Vzkovací osciloskop, ježichž podstatu lze přirovnat k principu stroboскопu, umožňuje časový rozvoj signálů až do oblasti GHz.

Nášeho tématu se týkají především osciloskopy paměťové, umožňující sledovat pomalé, neperiodické nebo jednorázové signály. Výhodou je možnost uchovat oscilogram



Obr. 23. Paměťová obrazovka - rez systémem (a) a závislost sekundární emise na potenciálu paměťové mřížky



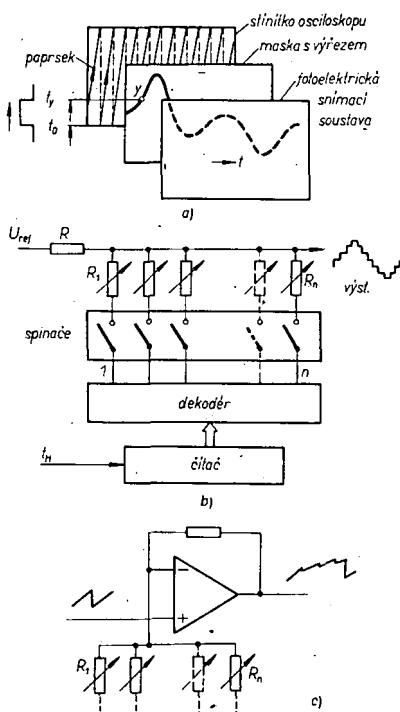
Obr. 24. Schéma paměťového adaptoru

hou být nezávisle upravován nastavením kmitočtu hodinového generátoru.

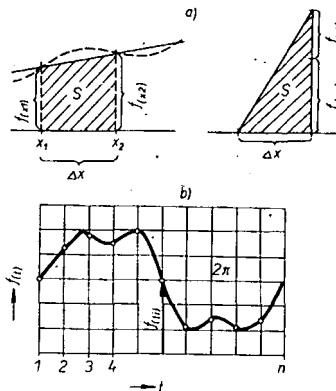
Můžeme si představit, že rozšířením počtu měřicích kanálů, rozsahu paměti na vícebitový signál, příslušnou digitalizací analogového signálu vícebitovým konvertem A/D na vstupu adaptoru a zpětnou konverzí D/A na jeho výstupu bylo možno systému využít také pro záznam a přehrávku analogového signálu. Vzhledem k řadě možností, které záznam poskytuje při vyhodnocování, by se však řešení pohybovalo v kvalitativně jiné rovině.

Ke tvorbě či simulaci vstupního signálu se užívají generátory signálů. Některými principy, jaký jsou kmitočtová a digitální syntéza, generátory velmi vysokých harmonických kmitočtů, převodníky U/f a generátory lineárních nebo exponenciálních průběhů, se zabýváme na jiném místě. Zajímavé jsou dnes řešení generátory pseudonahodného signálu, programovatelné impulsní a funkční generátory. To je opět oblast, kde teprve současná technika umožňuje realizovat principy, známé již dlouho. Vzpomínám si napří-

klad, jak se mi před časem líbil nápad využít osciloskopu nebo televizoru v sestavě fotoelektrického generátoru, umožňujícího vytvářet signál se složitým časovým průběhem. Stínítko bylo překryto maskou s výrezem ve tvaru požadovaného normalizovaného časového průběhu, obr. 25. Rast na stínítku byl lineárně, buď synchronně, nebo jednorázově skanován přes rozměr celé plochy. Soustava fotonek, umístěná nad výrezem, generovala úzké impulsy v časech t_i . Užitím náběžných hran impulsů jako jednoho, impulsů v čase t_0 , odvozených od zpětných běhů rozkladu, jako druhého ovládacího signálu pro bistabilní klopný obvod se získaly šířkově modulované impulsy. V každém rádku je šířka impulsu proporcionální amplitudě pořadnice y_i . Integraci impulsů lze získat analogový signál libovolného časového průběhu. Nedostatky řešení jsou zřejmé (rozměry, omezení rychlosti reakčním zpožděním fotonek, nelinearity rozkladů a optické soustavy ...). Podobných výsledků lze dosáhnout primitivní úpravou podle obr. 25b. Cítač spouštěný hodinovým impulsy ovládá přes dekódér spinací síť. Voltovou odpорu lze ovládat stupňovitou approximaci požadovaného časového průběhu, opakovací kmitočet lze měnit přeladěním hodinového generátoru. Podobně lze upravit nelineární přenosovou funkci zesilovače vahovým ovládáním jeho zisku, obr. 25c. Při užití paměti a procesoru mohou být požadované funkce ovládány programově, na jiné úrovni.



Obr. 25. Ke generátorům složitých časových průběhů: princip fotoelektrického generátoru (a), stupňovitá approximace (b), řízení zisků zpětnovazebního zesilovače (c)



Obr. 26. Ke grafické harmonické analýze: podoba approximace lineárními úsekami (a), vyhodnocení souřadnic i, f(t_i) ze stínítka osciloskopu (b)

Taková nahraďada platí pro rostoucí, klesající i záporné funkce. Plocha celého periodického intervalu 0 až 2π, obr. 26b, pak může být vyjádřena sumou

$$\sum_{i=1}^N \frac{N}{2} [f(t_i) + f(t_{i+1})].$$

Zde jsme celý signál v periodickém intervalu rozdělili na N shodných úseků. Pro přesnější approximaci je samozřejmě zapotřebí značný počet vzorků, aby chyba, zaváděná linearizací, byla přijatelná.

Ze vzorkovací teorie vyplývá, že počet vzorků by měl být minimálně dvojnásobkem nejvyšší harmonické, která nás ještě zajímá. Tak např. pro analýzu do 5. harmonické by mělo být vzorků alespoň deset. V takovém rozsahu lze ke vzorkování použít přímo rastre osciloskopu.

V dělicích bodech 1 až N na obr. 26b přečteme příslušné pořadnice f(t_i). Při tom pro zjednodušení upravíme polohu signálu na stínítku tak, aby všechny pořadnice byly kladné. Jednotlivé složky (koeficienty a_k, b_k) určíme jako

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cos kx dx = \\ &= \frac{2}{T} \sum_{i=1}^N f(t_i) \cos \frac{k\pi t_i}{N} = \\ &= \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N f(t_i) \cos 2\pi k \frac{(i-1)}{N}, \end{aligned}$$

$$b_k = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N f(t_i) \sin 2\pi k \frac{(i-1)}{N}.$$

Rozdělení periody na úseky s rovností mezních hodnot y_i na začátku a konci periody vymezuje polohu t_i na časové ose jako (i-1)/N.

I při tomto zjednodušení je zpracování jednotlivých součtu zdlouhavé, používají se různé tabulkové zápis (k lepší přehlednosti). I to je důvodem, proč se grafických metod užívají pouze při analýze v rozsahu několika harmonických.

Aproximační metody doznavají určité rezonanční s rozšiřováním programovatelných kalkulátorů na běžných pracovištích, výpočet je díky možnosti užit programu mnohonásobně zrychlen. Příklad jednoduchého programu pro HP 25 byl uveden v [II-8].

V praxi je nutno spektrální funkce měřit. Diskrétní metody jsou zdlouhavé. Stále více

se, v širokém aplikačním i kvalitativním rozsahu, uplatňují spektrální analyzátory, znázorňující celý soubor funkcí na displeji v kmitočtové rovině.

V dalších kapitolách si budeme všimat podrobněji právě zajímavých stránek konceptního a obvodového řešení přenosových a spektrálních analyzátorů.

III. Přenosové analyzátory

Budeme se věnovat problematice přenosových analyzátorů s ohledem na kmitočtový rozsah a zobrazovací či vyhodnocovací metody. Výklad je doplněn příklady konstrukcí známých světových firem, zajímavými principy a zapojeními ze zahraničních pramenů.

Nízkofrekvenční kmitočtové rozmitače (vobly)

V nf oblasti se setkáváme s určitými zvláštnostmi, které jindy nevystupují do popředí. První zvláštností je nutnost stanovit kompromis mezi zkreslením rozmitaného signálu, měřeným kmitočtovým rozsahem a rozmitací rychlostí.

Ve vyšších kmitočtových oblastech se pro stabilní zobrazení sledované přenosové křivky na displeji (stínitku obrazovky) využívá setrvačnosti lidského oka. Stačí, aby rozmita-

cí cyklus probíhal s rychlosťí alespoň 50 Hz. To v nf oblasti není možné.

Ke zkreslení vlivem rozmitání dochází vždy, viz obr. 27. Je zanedbatelné při velkém poměru kmitočtu generovaného signálu k opakovacímu kmitočtu signálu regulačního, rozmitacího. V nf oboru je nejen nízký kmitočet signálu, ale navíc je i šířka pásma, které má být překryto kmitočtovým zdvihem srovnatelná – u selektivních – a často mnohonásobně vyšší – u širokopásmových obvodů – než dolní mezní kmitočet rozsahu. Aby bylo zkreslení signálu zanedbatelné, musí být rozmitání velmi pomalé. Proto se ke znázornění přenosové charakteristiky užívá paměťových displejů (pomaluběžné osciloskopu, paměťové osciloskopu, souřadnicové zapisovače).

Určitou zvláštností je dosud využití konverze A/D a ukládání výsledků do paměti RAM, podobně jako uvedeném příkladu paměťového adaptoru. V takovém případě by výsledek měření mohl být přehráván na běžném displeji zvýšenou rychlosťí. Tento trend lze pozorovat v souvislosti s aplikací kmitočtových syntezátorů. Pak však většinou není výhodné přeládat pásmo spojité. Kmitočet měřicího signálu se mění po krocích, ovládaných procesorem.

Jak asi postupovat při praktickém stanovení rozmitací rychlosti? V prvním přiblížení (při lineárním rozmitání) je vhodné vycházet z mezních kmitočtů přelaďovaného pásma, např. 100 Hz, 10 kHz. Určíme geometricky střed pásma

$$f_s = \sqrt{f_{\min} f_{\max}} = \sqrt{10^6} = 10^3 \text{ Hz} \quad (1)$$

Minimální čas rozmitacího cyklu (dobu rozmitání) stanovíme jako

$$\tau = \frac{1}{f_s} (f_{\max} - f_{\min}) \approx 10 \text{ s} \quad (2)$$

Pokud je při měření užito detekční sondy (umožňující sledovat obálku přenosové charakteristiky), je nutno pečlivě volit její časovou konstantu. Ze mohou nastávat rozpor mezi přenosem sondy ve spodní kmitočtové oblasti (filtrace detektovaného signálu) a přenosem strmých oblastí přenosové charakteristiky (du/dt) ve vztahu k rozmitací rychlosti. Měřicí cyklus může být samozřejmě zkrácen, potom však sledovaný průběh není, zvláště při nízkých kmitočtech, věrohodný.

Při vyšetřování selektivních obvodů je situace co do rychlosti rozmitacího cyklu přiznivější. Např. pro pásmo 1 až 2 kHz je

$$\tau = \frac{10^3}{1,4 \cdot 10^3} \approx 0,7 \text{ s.}$$

Podobně je tomu i u širokopásmových obvodů, není-li kmitočtová osa znázorněna v lineárním, ale logaritmickém měřítku. Všimněme si tohoto grafického znázornění z praktické stránky. Změříme-li diskrétní metodou jednotlivé body přenosové charakteristiky širokopásmového obvodu, musíme ji graficky znázornit v semilogaritmických souřadnicích, aby byla vůbec k něčemu užitečná. Ukažme si proč. Máme znázornit charakteristiku v rozsahu 10 Hz až 10 kHz. Pokusíme-li se změnu amplitudu zakreslit při lineárním měřítku kmitočtové osy, je vidět, že při určitých požadavcích na rozlišovací schopnost u nízkých kmitočtů se graf nepodáří vyměnit ani na rysovací prkno. Na obr. 28a je pouze část naměřených výsledků. Proto se měřený kmitočet vynáší na logaritmickou stupnice, která zajišťuje konstantní poměrnou rozlišovací schopnost na celé kmitočtové ose (shodným kmitočtovým poměrem $f_1 : f_2$ odpovídají stejně grafické intervaly). V logaritmickém grafickém znázornění je zachycena nejen reálná velikost libovolného kmitočtu f_k , ale také poměr tohoto kmitočtu ke kmitočtu v počátku souřadnic – $f_k : f_0$ – v logaritmickém měřítku (obr. 28b).

Ke znázornění amplitudové složky přenosu se často užívá lineární stupnice. To znemožňuje přesněji vyhodnotit úrovně menší než asi 5 % z plného rozsahu (obr. 28b). Požadavek velké rozlišovací schopnosti velejí k diskutovanému vyjádření zisku či útlumu v dB (obr. 28c). Úrovněová stupnice v dB má lineární dělení, jedná se tedy o lineární znázornění logaritmického poměru buď přímo konkrétní přenosové funkce

$$A_u = 20 \log \frac{U_{\text{výst}}}{U_{\text{vst}}} \text{ nebo jejího tvaru}$$

$A_u = 20 \log \frac{U_{\text{výst}}}{U_k}$. Poměrná rozlišovací schopnost je konstantní v celém rozsahu, jednotlivé dílčí intervaly lze díky lineární stupnice graficky sčítat a odečítat. Konfrontace měřené charakteristiky s návrhem či udávanými parametry je rychlá, názorná a přesná.

Z praxe vyplyná požadavek všechny naznačené způsoby grafického znázornění. Jmenujeme namátkou měření selektivních i širokopásmových přenosů, kmitočtové závislosti linearit modulačních a detekčních obvodů, korekcí, odstupu rušivých signálů, kmitočtové stability, vlivu úrovně signálu na přenosovou charakteristiku atd.

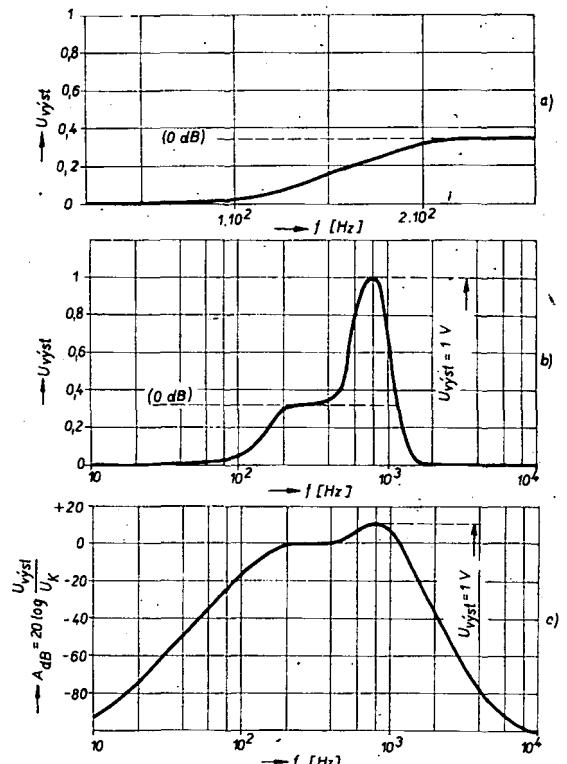
Ústředním obvodem nf rozmitače je generátor rozmitaného signálu. V současné době jsou zajímavé především dva funkční principy.

a. Napěťové řízené oscilátory (VCO); u nich se užívají nejčastěji převodníků U/f nebo vhodně „osetřených“ funkčních generátorů v integrované formě se sinusovým výstupem.

b. Kmitočtové syntezátory; kmitočet výstupního signálu je možno ovládat prostřednictvím logických vícebitových signálů (digitálních slov).

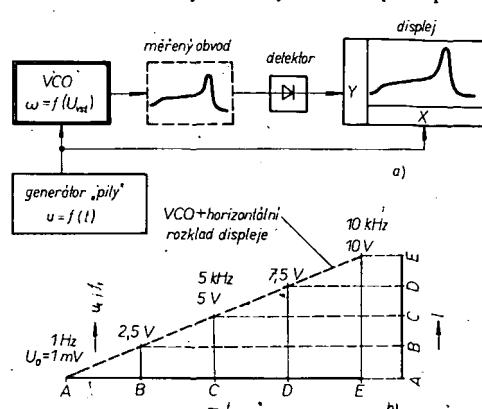
K přednostem analogového generátoru naleží do jisté míry cenová přístupnost,

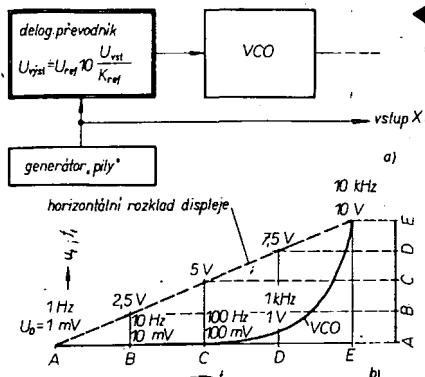
Obr. 27. Zvýrazněný vliv rozmitací rychlosti na zkreslení harmonického signálu



Obr. 28. Rozlišovací schopnost a způsoby grafického znázornění: lineární měřítko modulu i kmitočtové osy (a), logaritmické měřítko kmitočtové osy (b), logaritmické měřítko kmitočtové osy, zisk je vyjádřen v normovaném tvaru vůči vztazné úrovni 0 dB (c)

Obr. 29. Blokové schéma (a) a poměry při lineárním rozmitání (b)





Obr. 30. Blokové schéma (a) a poměry při logaritmickém rozmitání (b)

vyhovující stabilita a linearita signálu. Naopak nedostatkem druhé skupiny jsou především značné náklady, související jak s kmitočtovou syntézou, tak s odvozením harmonického průběhu a přeladovacího signálu. Výhodou je extrémní stabilita, možnost generovat několik výstupních signálů, možná precizní součinnost s přístroji pro zpracování měření výpočetní technikou aj.

Analogový rozmitáč

Užití VCO je zřejmě pro amatérskou konstrukci nejpřístupnější. S některými aspekty návrhu i aplikace převodníků U/f a funkčních generátorů se již měli čtenáři možnost seznámit. Jejich principů si zde proto všímáme nebudeme. Kmitočet výstupního signálu VCO je lineární funkcí ovládacího, rozmitacího napětí. K lineárnímu rozmitání je tedy nutno zavést na vstup VCO signál pilovitého průběhu s lineární náběžnou hranou. Obvod, v němž je tento signál vytvářen, by měl dovolovat jak periodickou (sledování na osciloskopu), tak jednorázovou činnost (zapisovač x-y). V obou případech nemusí být zachována přesná linearita „pily“. Okamžitý kmitočet VCO je roven $f_i = u_i S$, přičemž S je strmost konverze (Hz/V). Protože signálu pilovitého průběhu se užívá současně k zajištění okamžité polohy kmitočtu vůči horizontální ose displeje, projeví se případnou odchytku v lineáritě pouze nerovnoměrnou zobrazovací rychlostí. I když je tedy ideální zvětšování „pily“ žádoucí, důležitější je stabilita mezních napětí U_{\min} , U_{\max} , stabilita VCO s ohledem na kalibraci a linearita VCO s ohledem na linearitu kmitočtové osy displeje. Uvedené skutečnosti vyplývají z obr. 29a. Z obr. 29b lze odvodit vztah mezi úrovní napěťové „pily“ (tím i kmitočtem VCO) a výchylkou ve směru kmitočtové osy displeje. Příklad odpovídá užití převodníku se strmostí 1 kHz/V, s citlivostí displeje 10 V na plnou výchylku. Je užito lineárního rozmitání v rozsahu 1 Hz až 10 kHz.

Obtížnější je zajistit součinnost displeje a VCO při organizaci logaritmického měřítka kmitočtové osy. Většinou se znova užívá lineární napěťové „pily“ pro ovládání vstupu X displeje. Vychylovací rychlosť je tedy opět konstantní. „Pila“ současně slouží jako první ovládání signál VCO.

Vztah mezi lineárním rozkladem displeje a logaritmickým kmitočtovým měřítkem zajistuje na blokovém schématu (obr. 30a) delogaritmický převodník. Vyjdeme z předchozího obrázku a určeme pro zvolené dělení vychylovací dráhy (tj. body A až E) kmitočty, příslušející logaritmickému měřítku. Mezní kmitočty (A, E) budou v obou souřadných systémech totožné. Poměr mezních kmitočtů je 10^4 , $\log 10^4 = 4$. Proto můžeme rozdělit kmitočtovou osu na čtyři shodné intervaly, čtyři dekad. V bodě B (horní mez první dekády) musí být kmitočet VCO roven $10 f_{\min} = 10 \text{ Hz}$, proto i regulační napětí

$U_b = 1 \text{ mV}$

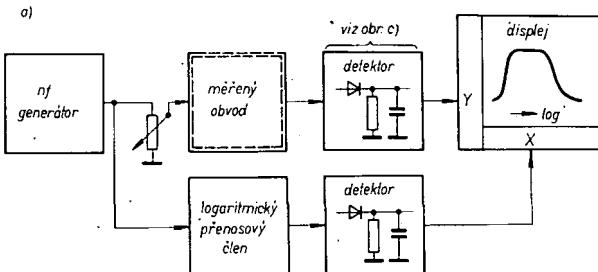
horizontální rozklad displeje

10 kHz
10 V
75 V
5 V
1 V
100 Hz
100 mV
1 kHz
100 mV
VCO

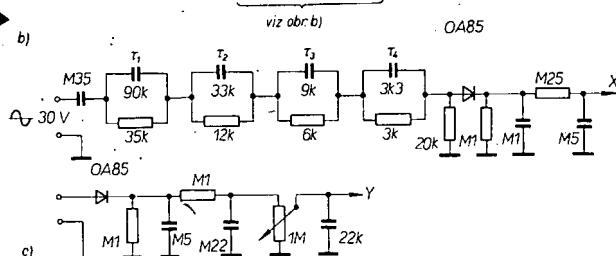
A B C D E

t

Obr. 30. Blokové schéma (a) a poměry při logaritmickém rozmitání (b)



Obr. 31. Termanův rozmitáč: blokové schéma (a), logaritmické měřítka kmitočtové osy se dosahuje kmitočtové závislým přenosovým členem (b); detektor obálky pro vertikální vstup displeje (c)



Obr. 32. Směšovací princip spojitého přeladění širokého kmitočtového rozsahu

VCO musí být 10 mV. Stejně lze odvodit potřebný kmitočet i regulační napětí VCO v bodech C, D, viz obr. 30b. V následující tabulce jsou seřazeny napěťové poměry $\frac{U_i}{U_0}$ ve zmíněných dělicích bodech.

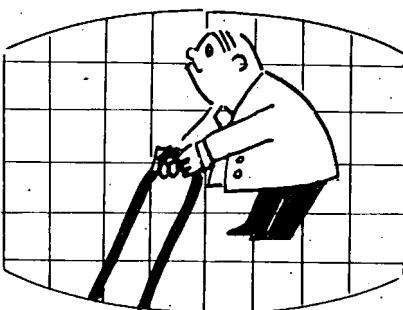
Režim	lin.	$\frac{U_i(\text{lin.})}{U_0}$	A	B	C	D	E	X
	log.	$\frac{U_i(\text{exp.})}{U_0}$	10^0	10^1	10^2	10^3	10^4	10^x

Vidíme, že poměrná hodnota $U_i(\text{lin.})/U_0$ je součinem určité konstanty K a exponentu x mocninu o dekadickém základu. Naopak, vypočíslená hodnota 10^x odpovídá poměru $U_i(\text{exp.})/U_0$ z tabulky i grafu. Tím je definován vztah mezi okamžitou hodnotou napětí na vstupu displeje (kmitočtová osa) a napětím na vstupu VCO (okamžitý kmitočet). Konstanta $K = U_b(\text{lin.})/U_0$ (obr. 30b). Nelineární převodní charakteristika delogaritmického obvodu

$$\frac{U_{\text{vst}}(\text{exp.})}{U_{\text{vst}}} = \frac{U_0}{U_{\text{vst}}} 10^{\frac{U_{\text{vst}}}{KU_0}} \quad (3).$$

Při stabilitě konverze může být kmitočtová osa displeje kalibrována v logaritmickém měřítku, např. transparentním rastrem na stínítu osciloskopu.

Jednoduchý příklad k osvětlení činnosti delogaritmického obvodu. V čase, který odpovídá bodu C, obr. 30, je $U_b(\text{lin.}) = 5 \text{ V}$. Konstanta $K = 2,5 \cdot 10^3$, $U_0 = 1 \cdot 10^{-3} \text{ V}$. Z předchozí rovnice



$$U_{\text{vst}}(\text{exp.}) = U_0 10^{\frac{U_{\text{vst}}}{KU_0}} = 100 \text{ mV}. \quad (4).$$

Podobně lze zpětně určit

$$U_{\text{vst}}(\text{lin.}) = 2KU_0 = 5 \text{ V}. \quad (5).$$

Stability rozkmitu ovládající „pily“, konverzní strmosti VCO a delogaritmujícího obvodu, nakonec i rozkladu displeje patří k základním problémům řešení nf rozmitáče.

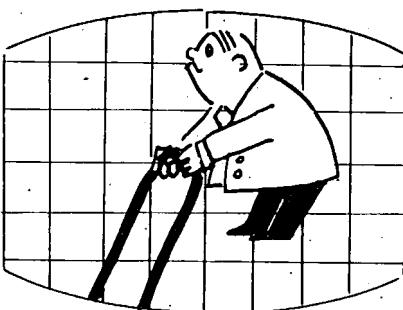
Úkázky řešení, Improvizace

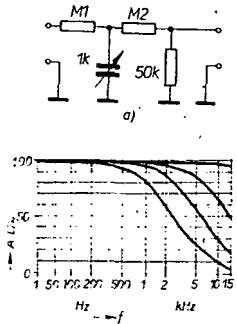
Neuskodí připomenout dnes již pionýrskou koncepci při rozmitáče, navrženou F. E. Termanem v r. 1943. Toto uspořádání (obr. 31) nepatří vlastně k automatizovaným měřením, protože se měřený rozsah přeladuje ručně. Automatizováno je znázornění přenosové funkce v pravoúhlých souřadnicích, včetně logaritmického kmitočtového měřítka. Amplitudové měřítko je lineární, tónový generátor musí být přeladitelný v celém rozsahu spojité.

Po dobu nedávne doby nebylo možno takový kmitočtový rozsah zvládnout přímo, užívalo se směšovacího principu, dosud běžného na vyšších kmitočtových pásmech (obr. 32). Generátor má dva oscilátory. Jeden stabilní, o kmitočtu f_{ref} např. 1 MHz, druhý přeladitelný, např. v rozsahu 1 MHz až 1,1 MHz. Směšováním a odfiltrováním vyšších harmonických a nežádoucích směšovacích produktů je možno získat kmitočtové pásmo 0 až 100 kHz, spojité přeladitelné.

Takovým signálem je, přes attenuátor, napájený měřený čtyřpol. Stejným signálem, ale o velké a konstantní amplitudě, je po průchodu kmitočtové závislým čtyřpol. vysíšším rádu, detekci a integraci zajistován vychylovací signál pro osciloskop. Obvod, detailně znázorněný na obr. 31b je navržen tak, aby v libovolné poloze ladícího knoflíku odpovídalo výstupní detekované napětí logaritmu poměru $f_i : f_{\text{min}}$.

Pozn.: Ve skutečnosti bylo užito znázornění se zhuštěnými okrajovými dekadami. Tomu odpovídá





Obr. 33. Přenosové charakteristiky jednoduchého obvodu při několika polohách ladicího kondenzátoru

i zapojení, v němž je požadovaná přenosová charakteristika approximována čtyřmi časovými konstantami t_1 až t_4 v poměru 300 : 120 : 18 : 3. Voltou, odporu v poměru 30 : 12 : 6 : 3 a kondenzátorů s poměrem kapacit 30 : 10 : 3 : 1 je upraven kmitočtový rozsah a přenosová logaritmická funkce.

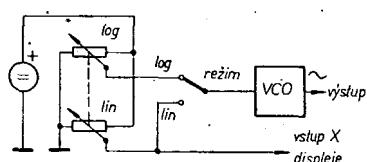
Detecte měřeného signálu (v původní verzi ještě s vakuovou diodou) je zřejmá z obr. 31c. Na obr. 33 jsou pro zajímavost fotograficky sejmuty přenosové charakteristiky jednoduchého obvodu při různých kapacitách C. Všechny průběhy, včetně jednotlivých čar rastru, byly fotografovány postupně se stínítkem osciloskopu s dlouhým dosvitem (> 3 s).

Značným problémem je (v amatérských podmírkách) zajistit vhodný displej. Možné je např. použít obrazovku s dlouhým dosvitem. Jiným řešením je konstrukce zapisovače s využitím servosmyčky – princip je dobře znám z techniky radiem řízených modelů. Předchozí řešení, při zajištění přesné kalibrace, však představuje oproti diskrétním měřicím metodám značný přínos i při použití běžného ss osciloskopu. V takovém případě jsou obě měřené přenosové souřadnice (A, f) definovány světelným bodem. Ruční přeladování je vyváženo výrazně menšími náklady na konstrukci.

V souvislosti s takovou improvizací bych chtěl upozornit na možnost užití VCO, jehož přeladění v rozsahu tří dekád nečiní zásadní potíže. Součinnosti mezi kmitočtem VCO a časovou základnou lze pak snadno dosáhnout mechanickým spřažením dvou potenciometrů, lineárního a logaritmického (nebo exponenciálního). Nejhodnější je tandemové uspořádání. Odporové dráhy mají kromě okrajových poloh dostatečnou shodu s teoretickým průběhem. Měřil jsem např. logaritmický potenciometr TP 383, 25 kΩ – v rozsahu 10 až 95 % celkového úhlu natočení hřídele sledovalo výstupní napětí z děliče v závislosti na úhlu exponenciální průběh v rozsahu dvou napěťových dekád. Odchylka od teoretického průběhu

$$U_{\text{výst}} [\%] = \frac{U_N}{100} 10^{\frac{a - a_{\text{min}}}{2a_{\text{min}}}} \quad (6)$$

byla menší než 3 %. Příklad řešení je zřejmý z obr. 34. Výhodou je také jednoduché přepínání přelado-

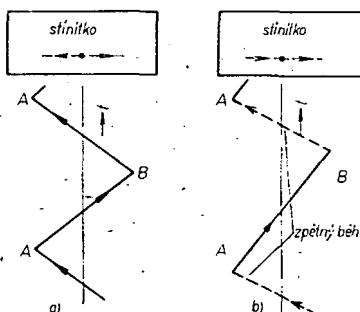


Obr. 34. Využití tandemové kombinace potenciometru s lineárním a potenciometru s logaritmickým průběhem odpovídající (přenos log. potenciometru je exponenciální funkci úhlu natočení běžce)

vánového pásmu změnou strmosti VCO. Tak mohou být voleny rozsahy 1 až 100 Hz, 10 až 1000 Hz a 100 až 10 kHz, vždy s užitím jednotného rastru. Výrábí se i potenciometry, jimž lze obsáhnout rozsah 60 dB.

Konstrukce nf rozmítáče s automatickým rozmitáním je samozřejmě obtížnější. Většina řešení, s nimiž jsem se v zahraniční literatuře setkal, se problémům s logaritmickou kmitočtovou stupnicí vyhýbá, rozmítáče jsou organizovány v lineárním režimu. Při automatickém rozmitání je nutno věnovat pozornost zajištění správné činnosti rozmítáče vzhledem ke zpětnému běhu. Dve základní možnosti – užití symetrického a nesymetrického průběhu regulační „pily“ pro VCO jsou na obr. 35. U symetrického signálu je vyloučen zpětný běh v pravém slova smyslu, aktivní interval rozmitání i zobrazení je spojený. Paprsek probíhá po stínítku stejnou rychlosť zleva doprava (interval AB) i zprava doleva (interval BA), viz obr. 35a. Při nesymetrickém průběhu regulačního a rozkladového signálu, obr. 35b, je aktivní pouze interval AB. Potom v okamžiku zpětného běhu, který je mnohem kratší než t_{AK} , dochází nejen ke zkreslení signálu VCO, který nestáčí sledovat U_{reg} , ale také k přechodovým jevům u měřeného obvodu. Zde se nabízejí zvláště dvě možnosti řešení:

- a) potlačit výstup VCO po dobu zpětného běhu,
- b) definovat nulovou úroveň v tomto intervalu.

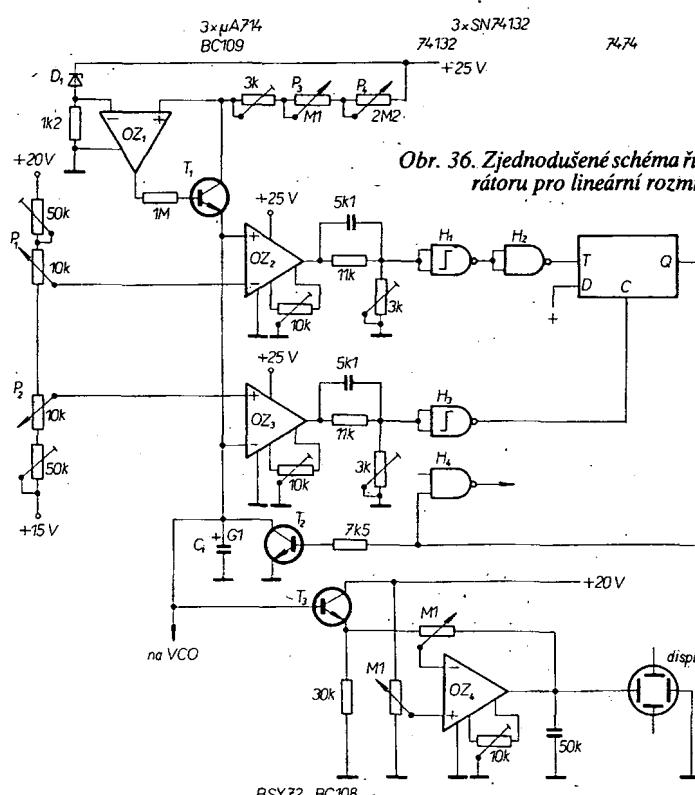


Obr. 35. Pomery při použití symetrického (a) a nesymetrického (b) časového průběhu buzení VCO

Nf rozmítáče s lineárním rozmitáním a zobrazením jsou užitečné především k měření úzkopásmových filtrů. Pro zajímavost je na obr. 36 zapojení generátoru nesymetrického signálu pilovitého průběhu, užité v [III-2] k ovládání VCO (obvod 8038CC) a horizontálního rozkladu osciloskopu. Umožnuje tvorbu „pily“ v nastavitelných napěťových mezích. Integrační kondenzátor C_i se nabíjí z regulovatelného zdroje proudu (OZ_1). Napětí na kondenzátoru se lineárně zvětšuje do zvolené prahové úrovně komparátora (OZ_2), který po vyrovnaní překládí obvod D (7474) do stavu $Q = \text{log. } 1$. Tím se otevře T_2 , napětí na integračním kondenzátoru se rychle zmenší na spodní prahovou úroveň druhého napěťového komparátoru (OZ_3). Obě mezní napěťové úrovni se nastavují potenciometry P_1 , P_2 . Po vyrovnaní druhého komparátoru nulovací vstup 7474 překládí obvod D do původní polohy $Q = \text{log. } 0$, tím se zavře tranzistor T_2 a cyklus se periodicky opakuje. Rychlosť rozmitání je upravována hrubě a jemně potenciometry P_3 , P_4 . Zdroj konstantního proudu zajišťuje lineární průběh „pily“ v aktivním intervalu. Signál korigující přenos a zobrazení v okamžiku zpětného běhu je možno odvodit od výstupu klopového obvodu, viz hradlo H.

V uvedeném příkladu, stejně jako v jiných konstrukcích nenacházíme logaritmické kmitočtové měřítko, chybí i obvody zpracování měřeného signálu, vyhodnocení úrovně v dB, definice nulové úrovně, úpravy intervalu zpětného běhu atd. Výjimku tvoří zapojení na obr. 37, jehož autor se pokusil řešit nf rozmítáč jemu dostupnými prostředky. Použíme nejprve blokové schéma, obr. 37a.

Ústředním obvodem generátoru pilovitého signálu pro časovou základnu je integrátor I_1 . Časový průběh signálu má tvar symetrického trojúhelníku, se shodnou strmostí vzesutné a sestupné hrany. Následujícím obvodem je délogaritmický převodník analogového typu, s nelineární statickou převodní charakteristikou. Z výstupu převodníku se odeberá regulační napětí pro VCO. Sinusové výstupní napětí VCO je po úrovněm a impedancním přizpůsobení v obvodu výkonového zesilovače přiváděno na měřený objekt. Od paralelního „pravouhlého“ výstupu



Obr. 36. Zjednodušené schéma řídicího generátoru pro lineární rozmitání

VCO je číslicově ovládáno ovládáním integrátoru. Tak jsou ovládány obě kmitočtové meze rozmitaného rozsahu. Nf signál je po průchodu měřeným čtyrpólem snímán vstupním zesilovačem ($R_{vi} = 100 \text{ k}\Omega$). Po úpravě v obvodu absolutní hodnoty je detekovaný signál filtrován integrátorem I_2 . Tak je získána obálka měřeného signálu v lineárním měřítku. Pro vyjádření úrovně v dB je dále signál zaváděn na analogový logaritmický prevodník. Na vstup Y osciloskopu lze přivádět vždy jeden z těchto signálů a tak upravovat způsob grafického znázornění (lin, log).

Detailní schéma je na obr. 37b. OZ₁ tvoří elektronický přepínač. Vede-li tranzistor T₁, pracuje obvod jako invertující zesilovač ($A' = -1$), nevede-li, pracuje obvod jako diferenční zesilovač s jednotkovým zesílením ($A = +1$). Výstupem OZ₁ je ovládán integrátor OZ₂ s časovou konstantou 330 kΩ, 220 μF. Potenciometrem P₁ se nastavuje doba rozmitacího cyklu ($\geq 3,7 \text{ s}$). Výstupní napětí integrátoru je v rozsahu 0 až -1,2 V. Dioda D₁ omezuje případné kladné špičky (max. +0,7). Neinvertující zesilovač s OZ₃ má zesílení přibližně 3,3. Potenciometrem P₃ se koriguje nulová složka, závislá na šířce

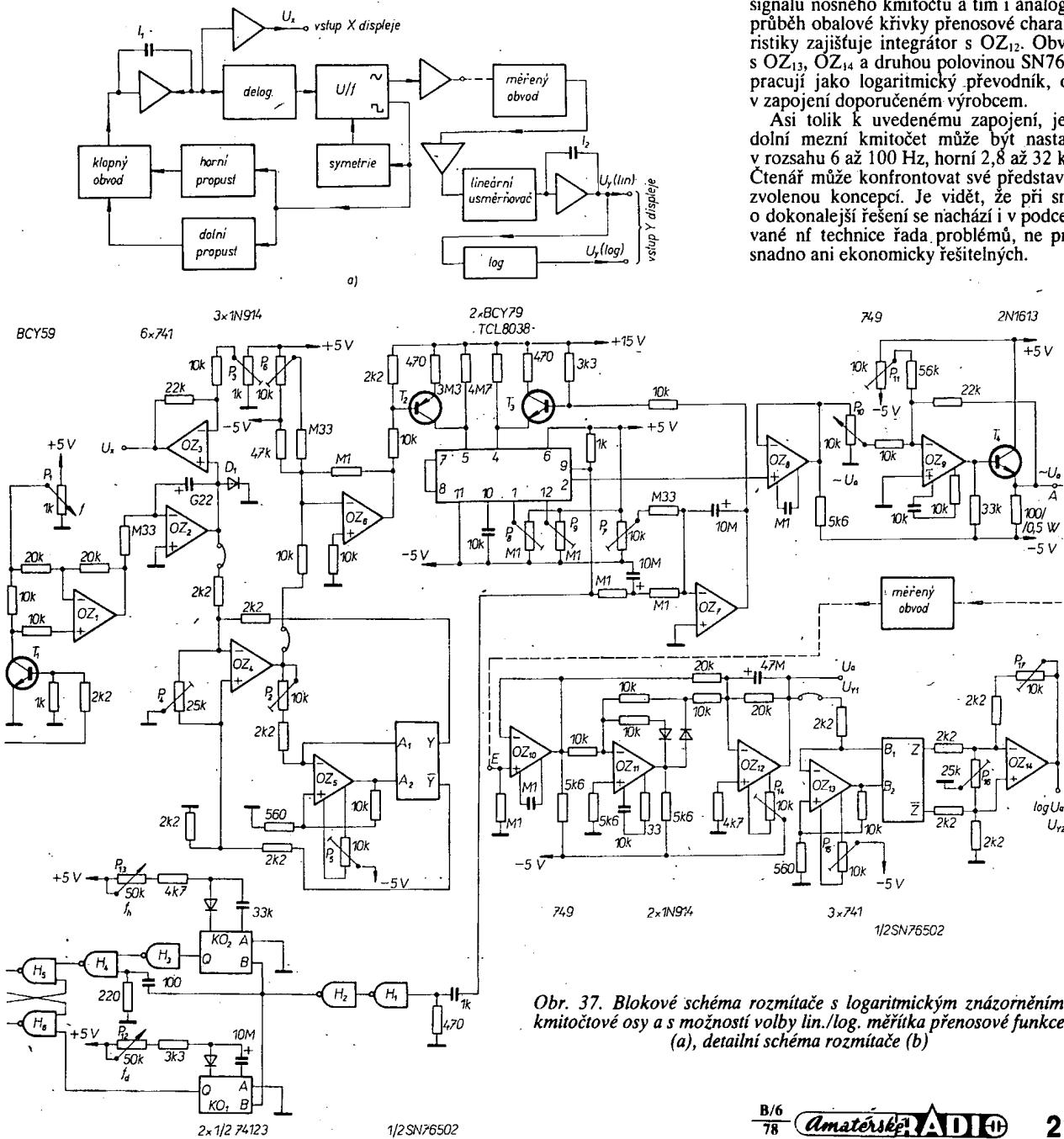
rozmítacího rozsahu. Výstupní napětí OZ₃ je signálem časové základny osciloskopu (vstup X). Ovládací signál se delogaritmuje obvody OZ₄, OZ₅ a 1/2 SN76502, což je speciální, teplotně kompenzovaný logaritmický člen fy Texas Instruments. Celé zapojení je převzato z informačního bulletinu této firmy. Výstup delogaritmického obvodu je připojen k regulačnímu zesilovači OZ₆ a na VCO z monolitického funkčního generátoru JCL8038 a dvou řízených zdrojů proudu s tranzistory T₂ a T₃. Kmitočtové přelaďování zabezpečuje první zdroj proudu (T₂), řízený výstupem OZ₆. Tím se ovšem také mění klíčovací poměr signálu VCO, což je nepřípustné vzhledem k požadované symetrii harmonického signálu. Ta je udržována druhým, kompenzačním zdrojem proudu (T₃). Je užito zpětnovazební regulační smyčky, reagující na pravoúhlý výstupní signál JCL8038 (vývod 9). Změna střídy tohoto impulsního signálu má po průchodu integrátorem (OZ₇) za následek posuv stejnosměrné složky kompenzačního napětí od jmenovité velikosti. Symetrie se proto průběžně kompenzuje druhým zdrojem proudu s časovou konstantou regulační smyčky. Sinusové vý-

stupní napětí JCL8038 (vývod 2) o efektivní úrovni asi 0,7 V je vedeno na impedanční převodník OZ₈ a dále na koncový zesilovač (OZ₉ a T₄). Potenciometrem P₁₁ se upravuje offset výstupního signálu, potenciometrem P₁₀ jeho efektivní úroveň v rozsahu 0 až 1,5 V.

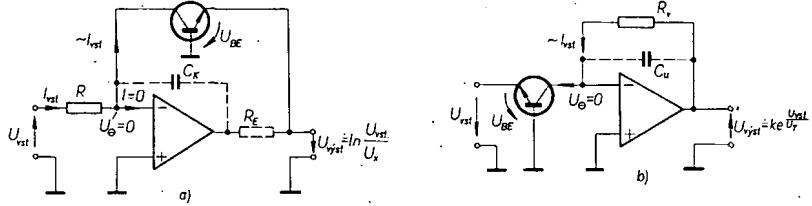
Impulsní výstup VCO je užit také k ovládání délky rozmitacího cyklu a tím i k nastavení mezních kmitočtů rozmitaného pásma. Zdeřivené odezvy kladné hrany jsou tvarovány hradly H₁, H₂ a ovládají dva monostabilní klopné obvody. KO₁ pracuje jako jednoduchá digitální dolní propust, zatímco KO₂ a hradla H₃, H₄ jako propust horní. Podle polohy vybavovacího obvodu R-S s hradly H₅, H₆ je prepínán elektronický přepínač s OZ₁ a tak řízen integrátor. Potenciometrem P₁₃ je upravován horní, potenciometrem P₁₂ spodní mezní kmitočet rozsahu.

Signál se z měřeného obvodu snímá sledovačem OZ₁₀. Obvod OZ₁₁ slouží jako lineární dvoucestný usměrňovač (obvod absolutní hodnoty). Zapojení je výhodné nejen pro svoji linearitu, ale protože pracuje současně jako zdvojovač opakovacího kmitočtu, zlepšuje i vyhlazení tepavé složky signálu v okolí f_{\min} (radu jednotek Hz). Toto vyhlazení signálu nosného kmitočtu a tím i analogový průběh obalové křivky přenosové charakteristiky zajišťuje integrátor s OZ₁₂. Obvody s OZ₁₃, OZ₁₄ a druhou polovinou SN76502 pracují jako logaritmický převodník, opět v zapojení doporučeném výrobcem.

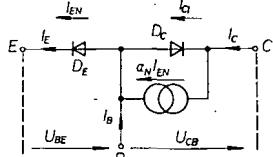
Asi tolik k uvedenému zapojení, jehož dolní mezní kmitočet může být nastaven v rozsahu 6 až 100 Hz, horní 2,8 až 32 kHz. Čtenář může konfrontovat své představy se zvolenou konцепcií. Je vidět, že při snaze o dokonalejší řešení se nachází i v podceňované nf technice řada problémů, ne právě snadno ani ekonomicky řešitelných.



Obr. 37. Blokové schéma rozmitáče s logaritmickým znázorněním kmitočtové osy a s možností volby lin./log. měřítka přenosové funkce
(a), detailní schéma rozmitáče (b)



Obr. 38. Princip logaritmické (a) a delogaritmické (b) konverze, založený na využití převodní charakteristiky tranzistoru



Obr. 39. Idealizovaný statický model tranzistorové vnitřní struktury

Logaritmické převodníky

Spojité nelineární konverze se nejčastěji dosahuje operačními zesilovači s nelineární zpětnovazební smyčkou. Nelinearity je do obvodu zaváděna převodní charakteristikou vhodného konstrukčního prvku. Obr. 38a, b ukazují princip logaritmické a delogaritmické konverze, využívající převodní charakteristiky tranzistorové struktury.

Obr. 39 znázorňuje tranzistorový model, odvozený z Ebers-Molova náhradního schématu pro běžný aktivní režim (zanedbán vliv sériových odporek). Schéma platí pro tranzistor typu n-p-n. Nelineární vztah proudu a napěti je vyjádřen ideálními diodami, funkce bázové oblasti závislým generátorem proudu. Schéma lze popsat rovnicemi

$$I_E = I_{\text{EDS}} \quad (7)$$

$$I_C = I_{\text{EDS}} + \alpha_N I_{\text{EN}} \quad (8)$$

Proudy ideálních tranzistorových přechodů, převedené pomocí Shockleyho vztahu do exponenciálního tvaru

$$I_{\text{EN}} = I_{\text{EDS}} \left(e^{\frac{U_{\text{BE}}}{U_T}} - 1 \right) \quad (9)$$

$$I_{\text{CI}} = I_{\text{EDS}} \left(e^{\frac{U_{\text{CB}}}{U_T}} - 1 \right) \quad (10)$$

Dosazením (9), (10) do (7), (8) můžeme vyjádřit proudy

$$I_E = I_{\text{EDS}} \left(e^{\frac{U_{\text{BE}}}{U_T}} - 1 \right) \quad (11)$$

$$I_C = \alpha_N I_{\text{EDS}} \left(e^{\frac{U_{\text{BE}}}{U_T}} - 1 \right) + I_{\text{EDS}} \left(e^{\frac{U_{\text{CB}}}{U_T}} - 1 \right) \quad (12)$$

Při činnosti tranzistoru ve zpětnovazební smyčce invertujícího zesilovače, obr. 38, kdy má příslušný vstup vždy virtuální nulový potenciál, je napětí U_{CB} rovno nule. Proto můžeme druhý člen rovnice (12) považovat za nulový a psát pro svorkové proudy

$$I_E = I_{\text{EDS}} e^{\frac{U_{\text{BE}}}{U_T}} \quad (13)$$

$$I_C = \alpha_N I_{\text{EDS}} e^{\frac{U_{\text{BE}}}{U_T}} \quad (14)$$

Pro určení proudu I_E , I_C má hlavní význam inverzníaturační proud I_{EDS} . Platí-li $\alpha_N = 1$, je $I_E = I_C$.

Převodní charakteristiku tranzistoru můžeme za těchto podmínek vyjádřit

$$U_{\text{BE}} = \frac{mkT}{q} \ln \frac{I_C}{I_{\text{EDS}}} \quad (15)$$

kde m je technologická konstanta,
 k Boltzmannova konstanta
 $(1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K})$,
 T absolutní teplota [$^\circ\text{K}$],
 q náboj elektronu ($1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$).

Na obr. 38 si můžeme povídchnout, že U_{BE} je totožné s U_{vst} logaritmického převodníku. Plnost konverze naruší především dva činitele. Za prvé, zbytkový saturacní proud I_{EDS} v (15) je výrazně a nelineárně teplotně závislý. Zvětšuje se na dvojnásobek původní velikosti při teplotním přírůstku $10 \text{ } ^\circ\text{C}$. Tato závislost musí být kompenzována. A za druhé, v čitateli vztahu (15) ještě jednou vystupuje teplota, ovlivňující prahové napětí $U_T = \frac{kT}{q}$. Jeho závislost je lineární (přírůstek $0,36 \text{ } \% / ^\circ\text{C}$). Tento činitel často kompenzován nebývá. Pokud ano, slouží obvykle kompenzační obvod současně k převodu, k vyjádření výstupního signálu v dekadickém logaritmickém měřítku.

Ideální logaritmický člen má splňovat rovnici

$$U_{\text{vyst}} = U_k \log \frac{U_{\text{vst}}}{U_0} \quad (16)$$

kde U_0 je zvolená prahová úroveň pro $U_{\text{vst}} = 0$, U_k je konstanta logaritmování, definující změnu U_{vyst} (např. o $0,1 \text{ V}, 1 \text{ V}$) při změně vstupního napěti o jeden řád (napěťovou dekádu). Porovnáme-li (15) s (16), můžeme na základě převodu přirozených a dekadických logaritmů psát

$$U_{\text{vyst}} = \frac{U_T}{\log e} \log \frac{I_C}{I_{\text{EDS}}} \quad (17)$$

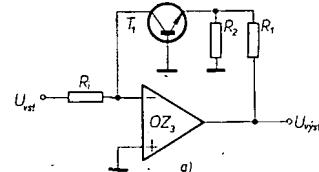
Konstantu U_k je možno do obvodu zavést např. podle obr. 40. V prvním případě

$$U_{\text{vyst}} = n U_{\text{BE}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{U_T}{\log e} \log \frac{I_C}{I_{\text{EDS}}} \quad (18)$$

je užito napěťového děliče ve zpětnovazební smyčce. OZ musí hradit úbytek reálného zisku. Vnitřní odpor děliče $R_1 \parallel R_2$ musí být malý (napěťové buzení tranzistoru). Proto se často užívá druhého způsobu, se samostatným zesilovačem. Kompenzaci vlivu teploty na U_T lze v obou případech řešit teplotně závislým dělícím poměrem. Rozhodující je však kompenzace teplotní závislosti I_{EDS} .

Obojí lze dosáhnout především v integrované formě, s dokonalou teplotní vazbou, souběhem proudů a možností použít ke kompenzaci teplotní závislost odporů difuzních vrstev. Diskrétní řešení, jaké si ukážeme na příkladu rozdílového převodníku, kou, jsou pouze více méně přiblížením k tomuto stavu.

Převodní charakteristiky křemíkových tranzistorů (s malým I_{EDS}) sledují exaktnej logaritmickou (či exponenciální) funkci v rozsahu až deseti řádů. K omezení dochází na spodním konci rozsahu, kdy se v (11) zmenší U_{BE} pod 100 mV a nelze již zanedbat rozdíl (-1). Uplatňují se i svody, v zapojení převodníku pak offset a vstupní proud OZ. Proto se u citlivých zapojení užívají OZ se vstupními tranzistory řízenými polem. Při



Obr. 40. a, b) Způsoby zavedení konstanty logaritmování a c) rozdílový převodník

$U_{\text{CB}} \neq 0$ se uplatňuje také druhý člen v (12), který jsme při rozboru zanedbali. Chyba na horním konci rozsahu je působena především úbytky na vnitřní odpory polovodiče (sériové náhradní odpory).

Na obr. 40 si ukážme jednu z možností teplotní kompenzace převodníku, který se skládá ze dvou logaritmických zesilovačů. Má dva vstupy – měřicí a referenční. Výstupní napětí je úměrné rozdílu logaritmů měřeného a referenčního signálu. Vstupní proudy

$$I_{\text{ref}} = \frac{U_{\text{ref}}}{R_2} = \text{konst.}, \quad I_{\text{vst}} = \frac{U_{\text{vst}}}{R_1} \quad (19)$$

Tranzistory T_1 a T_2 se užívají jako dvojice v jednom pouzdře. Vzhledem k teplotním vazbám je možno považovat poměr proudů

$$\frac{I_{\text{C2}}}{I_{\text{C1}}} = e^{\frac{U_{\text{BE2}}}{U_T} - \frac{U_{\text{BE1}}}{U_T}} = e^{\frac{\Delta U_{\text{BE}}}{U_T}} \quad (20)$$

za teplotně nezávislý vzhledem k I_{EDS} . Zůstává zachován vliv teploty prostřednictvím U_T .

Výstupní napětí převodníku

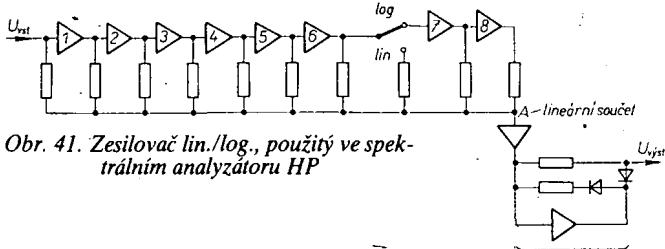
$$U_{\text{vyst}} = K \Delta U_{\text{BE}} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) U_T [\ln I_{\text{C2}} - \ln I_{\text{C1}}] = \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) U_T \ln \frac{U_{\text{ref}} R_1}{U_{\text{vst}} R_2} \quad (21)$$

Aby konverze odpovídala dekadickým logaritmům, viz (18), musí například při požadavku $U_k = 1 \text{ V/dek.}$ platit

$$\left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) = \frac{\log e}{U_T} = \frac{q \log e}{mkT} = \frac{5,035 \cdot 10^3}{mT} \quad (22)$$

Pro idealizovaný tranzistor ($m = 1$) a teplotu $0 \text{ } ^\circ\text{C}$ ($273 \text{ } ^\circ\text{K}$) je $(1 + R_3/R_4) = 18,4$. Vliv teploty na zisk převodníku se kompenzuje teplotně závislým dělícím, jehož přenos lze odvodit z předešlé rovnice.

Logaritmické převodníky uvedeného typu mají ještě jeden nedostatek. Je jím nelineární závislost odebry na amplitudě vstupního signálu. S tím souvisí i problém mítovitové stability v plném rozsahu vstupních signálů. Nejčastější způsob kompenzace je na obr. 38 čárkováné. Na tranzistor ve zpětnovazební smyčce můžeme pohlížet jako na nelineár-



Obr. 41. Zesilovač lin./log., použitý ve spektrálním analyzátoru HP

ní a kmitočtově závislý přenosový článek. Dominantními náhradními prvky jsou diferenciální odpor r_e a kapacita kolektoru C_C . To spolu s charakterem přenosu OZ, který je vyššího řádu, znamená, že by zpětnovazební nekompenzovaný obvod nutně zaváděl šumovou a kmitočtovou nestabilitu. Odpor R_E se především zmenšuje napěťové zesílení tranzistoru. Integračním účinkem kapacity C_k je zajišťována kmitočtová stabilita a zlepšován odstup signálů vůči šumu (C_k je zapojen mezi vstup a výstup OZ). Časová konstanta v kompenzované smyčce

$$r_{vaz} = (R_E + r_e) \frac{C_k}{\alpha}, \text{ kde } \alpha \text{ je zesílovací činitel tranzistoru. Diferenciální odpor } r_e \text{ je funkci emitorového proudu}$$

$$r_e \doteq U_T / I_E = 25 \text{ mV/I}_E \quad (23).$$

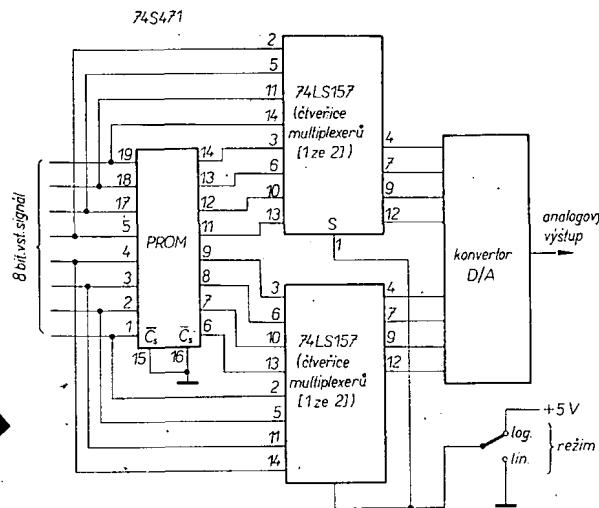
Protože r_e se v rozsahu vstupních signálů mění o několik řádů, je odezva kompenzovaného převodníku závislá na velikosti vstupního signálu. Ve spodní části rozsahu je mnohem pomalejší, než v horní. Rozhodujícím kritériem je proto odezva přes celý rozsah. Konstanta r_{vaz} se v praxi volí v rozsahu 10 až 100 ms. Odpovídající reakční rychlosť obvykle není v nf rozsahu omezuje činitel. Jinak je tomu v případech, kdy je požadován široký kmitočtový a dynamický rozsah. Pak se užívají jiných principů. Ukažme si dva příklady.

Vtipné řešení je užito u spektrálního analyzátoru HP 8552 A, blokové schéma obr. 41. Širokopásmový zesilovač, který může pracovat v lineárním i logaritmickém režimu, užívá k logaritmické konverzi postupného limitování v kaskádě zesilovače se ziskem jednoho stupně 9 dB (tj. zesílením 2,82). Výstup S každého stupně je limitován na asi 3 V a lineárně (proudově) slučován s ostatními. Vydějme od prázdrové úrovně vstupního signálu. Výstupní signál posledního stupně S_8 se vstupním signálem roste až do stavu, kdy je limitován. Tehdy je vstupní napěťová úroveň o 9 dB větší, než prázdrová. Výstup součetového obvodu (bod A) má v tomto případě úroveň $K \times 3$ V od výstupu S_8 plus úroveň, úměrnou počtu ostatních výstupních úrovní, tedy především S_7 . Proto $U_{vyst} \doteq K(3 + S_7)$. Váhy všech stupňů jsou shodné ($S_1 = S_2 = \dots = S_8$). S přírůstkem vstupního signálu o dalších 9 dB je $U_{vyst} \doteq K(6 + S_6)$ atd. Proto je možno v úrovních, příslušných přechodu jednotlivých stupňů do saturace, popsat činnost obvodu jako

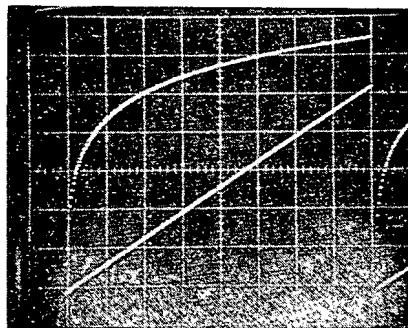
$$U_{vyst} = K \left(\frac{3 \left(20 \log \frac{U_{vst}}{U_{ref}} \right)}{9 \text{ dB}} + S \right) \quad (24),$$

kde U_{ref} a K jsou konstanty. Odchylka od linearity je prakticky zanedbatelná ($\pm 0,3$ dB přes celý dynamický rozsah 70 dB).

Převodu do lineárního režimu se dosahuje úpravou velikosti vstupního signálu a užitím pouze šestistupňové kaskády. Znovu se užívá váhové sítě, ale tak, že výstupní signál zádného, ani posledního stupně nesmí dosáhnout maximální (limitující) napěťové úrovně. Tak je také dosahovány stejný poměr s/š v lin. i log. módu. Celý obvod je realizován hybridní technologií.



Obr. 42. Jednoduchý příklad digitální logaritmické konverze [III-6]



Obr. 43. Lineární a logaritmická odezva zapojení z obr. 42 (výstup z konvertoru D/A)

Stále častěji se řeší problém stability zisku, vztázené úrovni a dynamické odezvy digitální cestou. Ukažme si nejjednodušší příklad, obr. 42. Analogový signál, převedený konvertorem A/D na obsah 8bitového slova (zde 8bitového) se zavádí jednak na programovatelnou paměť (PROM), jednak na dvojici 4bitových multiplexerů 74LS157. Do multiplexerů je současně veden i výstup paměti 74S471. Výběr mezi těmito dvěma signály je ovládán vstupem S (select – vývod 1). Je-li $S = \log 0$, přenáší se na výstupy multiplexerů přímo vstupní slovo, výstup PROM je blokován: Při $S = \log 1$ je tomu opačně. V obou případech však vstupní signál adresuje paměť. Proto při $S = \log 1$ je na výstupech multiplexerů přítomen obsah paměti, adresovaný výstupem konvertoru A/D. Výstupní byte, opět o rozsahu 8 bitů, je zpětně konvertovan do analogového tvaru v obvodu konvertoru D/A. Tento signál může být přiveden na vstup Y osciloskopu. Pro logaritmickou konverzi je třeba vhodně naprogramovat PROM. Bitový obsah vstupního signálu omezuje minimální diferenci

$$k [\text{dB}] = \frac{(20 \log 2)n}{2^n - 1} = \frac{6,02n}{2^n - 1} \quad (25)$$

Výstupní signál

$$y = (20 \log m)/k = \frac{(20 \log m)(2^n - 1)}{6,02n} \quad (26),$$

kde y je výstupní kód [dB], m je lineární vstupní kód, obojí v dekadickém vyjádření.

Pro 8bitový signál

$$y = \frac{255 [20 \log (\text{kód vstupní adresy})]}{48,1} \quad (27).$$

Při výpočtu dílčích y_{adr} , ukládaných do paměti, je nutno volit vždy nejbližší celé číslo. Zaváděná chyba je menší jak 0,1 dB.

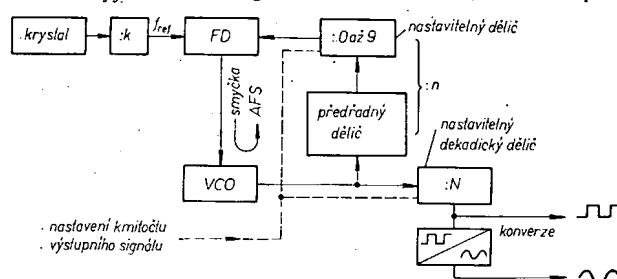
Při nedefinovatelnou nulovou vstupní amplitudou (nelze vyjádřit v dB) je možno přiřadit nulový obsah výstupního kódu. Na obr. 43 je znázorněna lineární i logaritmická odezva na vstupní signál pilovitého tvaru.

Ve skutečnosti bylo užito 8bitového čítače, generujícího vstupní „pilu“ přímo v digitální formě. Osmého bitu bylo užito k synchronizaci časové základny osciloskopu.

Digitální nf rozmítáč

Ke generování signálu stabilního kmitočtu se stále častěji využívají digitálních metod kmitočtové syntézy. Kmitočet se pak musí měnit nespojitě, při ručním ovládání např. nastavením několikamístného dekadického voliče. Řada profesionálních zařízení, jako nf syntezátor SSN fy Rohde + Schwarz, je vybavována programovacím busem. V nejjednodušší formě je to několikamístná sběrnice logických signálů, umožňující např. dálkově nastavovat kmitočet, výstupní úroveň a dobu trvání signálů nebo jejich sekvence.

Má-li být nf syntezátor použit jako zdroj rozmítaného signálu, je nutno řešit především dva problémy. Prvním je vlastní přeladování ve zvoleném rozsahu, druhým konverze výstupního pravoúhlého signálu na sinusový. Všimněme si nejprve klasického principu kmitočtové syntézy, obr. 44. Přesnost a stabilita signálu jsou odvozeny od stabilního kmitočtového normálu. Vlastním zdrojem signálu syntezátoru je VCO, pracující ve zpětnovazební smyčce AFS. Proto je v ustáleném režimu stabilita VCO srovnatelná se stabilitou referenčního signálu. Zařadíme-li do zpětnovazební smyčky AFS programovatelné kmitočtové děliče $1:n$, je kmitočet VCO vždy nkrát vyšší, než referenční fázového detektora. Kmitočtová odchylka VCO je přes fázový detektor a programovací dělič korigována do minima, takže platí



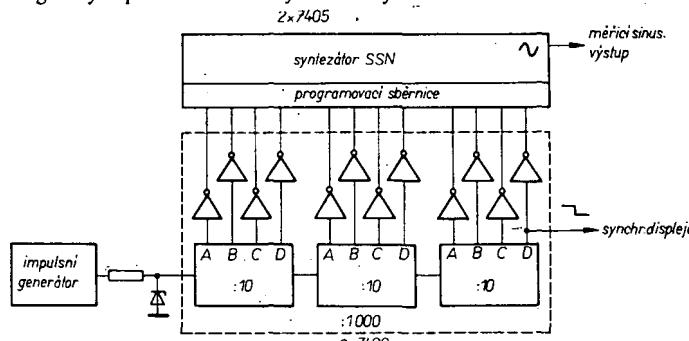
Obr. 44. Princip digitální kmitočtové syntézy

$f_{VCO} = n f_{ref}$. Aktivní i pasívni rozsah AFS je vzhledem k šumovým úrovním a vnějším i vnitřním nestabilitám omezený. Proto a vzhledem ke zjednodušenému nastavování se přeladování programovacím děličem užívá v rozsahu jedné kmitočtové dekády. Zisk FD a konverzní charakteristika VCO musí být v tomto rozsahu přibližně lineární. Výstup VCO pak odpovídá, v závislosti na nastavení programovacího děliče ve smyčce, nejvyšší možné kmitočtové dekádě syntezátoru. Kmitočtový rozsah (směrem dolů) lze rozšířit zařazením dalšího kmitočtového děliče na výstup VCO. Výhodný je opět dekadický dělič, protože pak je usnadněno nastavení. Kmitočet výstupního signálu

$$f_{výst} = f_{ref} \frac{n}{N} \quad (28),$$

kde n je několikamístné celé číslo, vyjadřující děliči poměr kombinace předřadného a nastavitelného (v rozsahu 1 : 10) děliče AFS. $N = 10^x$, kde x je opět celé kladné číslo. Z principu tedy vyplývá konstantní minimální poměrný krok výstupního signálu syntezátoru $f_b/f_A = k$ ve všech kmitočtových dekádách. Náhradou programovacího voliče programovacím busem (sběrnici) je možné dosáhnout již zmíněného elektronického přeladování syntezátoru. Pro rozsah větší než jedna dekáda musí být samozřejmě ovládány oba děliče ($:n, :N$). Každé překročení kmitočtové dekády musí být vyhodnoceno logikou, upravující spolupráci obou děličů. Jíž zmíněný syntezátor SSN je touto logikou vybaven. Zbyvá zajistit vhodný ovládací signál, který umožní použít syntezátor jako rozmítací. Tímto problémem se zabýval T. Fröhlauf v [III - 7]. Ovládáním programovacího děliče jsou do smyčky AFS zaváděny dynamické odchylky, způsobující nespojitost a časové diference. Kmitočtový krok digitálního rozmítáče musí být velmi malý, aby se výstupní signál blížil spojitému kmitočtovému průběhu.

Autor v původním pramenu vychází z užití čítače s výstupem v kódu BCD, v němž každá dekáda definuje číslo 0 až 9. Tak např. při třech dekádách získáme rozsah 0 až 999. Negaci výstupu čítače invertory s otevřenými



Obr. 45. Dekadicke čítač, programující lineární rozmítání SSN v rozsahu tří dekád

kolektory je zajištěna požadovaná forma negativní logiky programovacího busu SSN. Touto cestou, která může být snadno improvizována, obr. 45, je možné lineární rozmítání v rozsahu tří kmitočtových dekád. Rozmítací rychlosť je určena opakovacím kmitočtem hodinového generátoru. Délka rozmítacího cyklu $t_c = \frac{n}{f_h}$, přičemž n = počet hodinových impulsů (např. 1000 při třech dekádách), f_h = hodinový kmitočet.

Zajímavé je řešeno rozmítání pro logaritmické měřítko kmitočtové osy. Jako hodinový signál je v tomto případě užit přímo výstup

syntezátoru (signál pravoúhlého průběhu). Uspořádání vyplývá z obr. 46. Rozmítací cyklus je startován v čase t_0 , v němž musí platit $f_0 \neq 0$. Programovací jednotka zajišťuje konstantní kmitočtový přírůstek (zdvih) pro každý krok čítače $[K = +\Delta f]$. Dobu, potřebnou k proběhnutí cyklu, lze popsat řadou

$$T = \frac{1}{f_0 + K} + \frac{1}{f_0 + 2K} + \dots + \frac{1}{f_0 + nK} \quad (29),$$

která je zřejmě divergentní. Při velmi malém kmitočtovém kroku lze cyklus popsát rovnici

$$T = \frac{1}{K} \ln \frac{f_0}{f_0} \quad (30),$$

z níž je patrná logaritmická závislost časového průběhu rozmítacího cyklu na poměru mezních kmitočtových rozsahu.

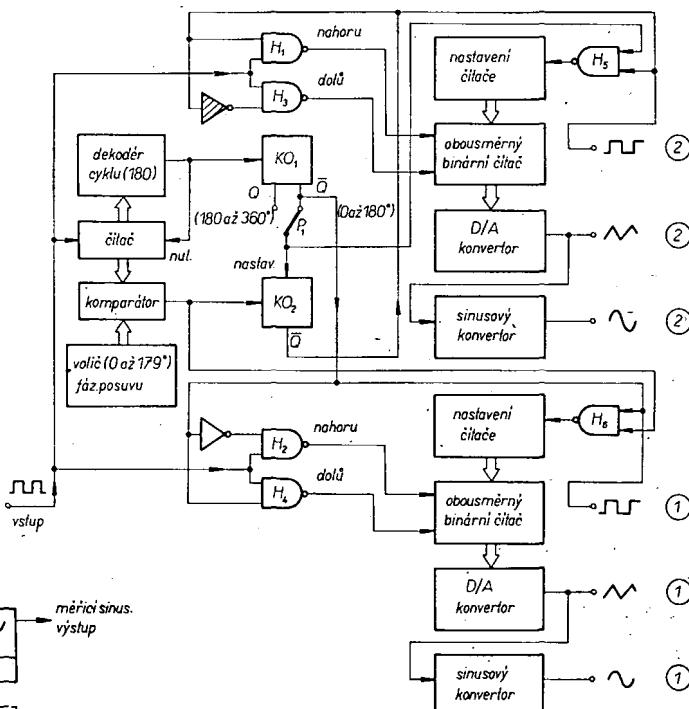
V lin. a log. režimu je třeba zajistit analogový signál pro horizontální vstup displeje – je-li vybaven vlastní časovou základnou, může být použit k synchronizaci posled-

ní bit čítače. Vlastní analogový signál lze odvodit konverzí D/A stavu čítače. V lin. režimu tak získáme lineární pilotový průběh. Napětí U_x v log. režimu je opět proporcionální okamžitému stavu čítače, vzhledem k času se tedy zvětšuje exponenciálně. Napětí U_x musí být proto logaritmováno.

Všimněme si ještě konverze pravoúhlého průběhu signálu na sinusový, což je při tvorbě rozmítaného signálu digitální syntézou podstatný problém. Vzhledem k současným možnostem jsou zajímavá zvláště dvě základní řešení:

- a) užití dolních propustí nebo selektivních filtrů, laděných v souběhu s kmitočtem generovaného signálu a propouštějících pouze základní harmonickou složku;
- b) postupná konverze pravoúhlého průběhu na symetrický trojúhelník (řízený integrátor, konvertor D/A) a dále na sinusový signál nelineárním přenosovým členem (FET, diferenční zesilovač, odporové diodová či tranzistorová síť ...).

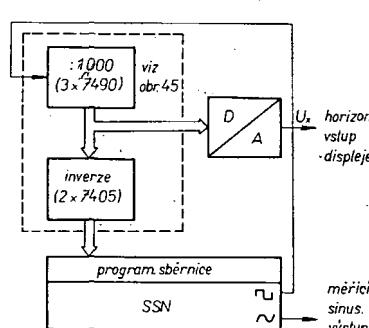
Oba způsoby bývají do značné míry kombinovány. Existují i jiné metody, užívané



Obr. 47. Příklad řešení digitální konverze signálu s pravoúhlým průběhem na sinusový signál s nastavitelným fázovým posuvem

v oblasti velmi nízkých kmitočtů. Zde se většinou vychází z číslicově řízených váhových přírůstků.

Jako příklad konverzního obvodu, který může navazovat na libovolný zdroj signálu pravoúhlého tvaru, jsem zvolil zjednodušené blokové schéma z [III-8]. Zapojení, obr. 47, je zajímavé takto proto, že současně poskytuje predstavu o možnostech generování dvou i více výstupních signálů (pravoúhlého, trojúhelníkovitého a sinusového) s digitálně nastavitelným vzájemným fázovým posuvem. Koncept je založena na ukládání vstupního signálu do hlavního čítače. Cyklus je určen vhodným dekodérem. V uvedeném případě byl použit sériový čítač BCD, obvod čítá do 180. Každý 180. vstupní impuls nuluje čítač a současně překládá obvod KO₁, jehož výstup proto definuje pravoúhlý signál prvního kanálu o střídě 1 : 1. Stejný výstup druhého kanálu je odvozen z obvodu KO₂. K zajištění a nastavení vzájemného fázového posuvu mezi oběma kanály je KO₂ překládán digitálním komparátorem, porovnávajícím data na výstupu čítače s číslem, nastaveným na deka-



Obr. 46. Použití dekadického čítače k širokopásmovému rozmítání SSN s logaritmickým kmitočtovým průběhem

dickém voliči fázového posuvu. Komparátor vybaví KO_2 , je-li výstup čítače roven číslu, nastavenému na voliči. K tomu může dojít pouze jednou za cyklus, číslo může být voleno v intervalu 0 až 179. Fázový volič proto může být označen přímo ve stupních. V naznačené poloze pomocného přepínače – nastavení vstupu – je možná volba v rozsahu 0 až 179°, v opačné poloze, kdy je negován výstup KO_1 , v rozsahu 180 až 359°. Vzájemné zpoždění kanálů je určeno časovým intervalom mezi nulováním čítače dekodérem a výrovnáním komparátoru. Proto je nastavená fázová relace stabilní, nezávislá na změně opakovacího kmitočtu vstupního signálu. Konverze na sinusový signál je postupná, přes symetrický trojúhelník. Používá se digitální integrace pomocí obousměrných binárních čítačů (74193) a konvertoru D/A. Mód obou čítačů (nahoru, dolů) se odvozuje od stavu klopových obvodů KO_1 , KO_2 invertory I_1 , I_2 a hradla H_1 až H_4 . Hradla H_5 a H_6 slouží k nastavení čítačů. Symetrie intervalů up/down umožňuje využít konverze D/A k vytvoření symetrického trojúhelníku, jehož amplituda je konstantní, kmitočtově nezávislá. Jedna perioda trojúhelníkovitého signálu se tedy skládá z lineární superpozice 360° amplitudové a časově shodných vzorků. Tím je zajištěna velká linearita. Nežádoucí složky (vnitřní šum konvertoru D/A) mohou být dále potlačeny selektivním filtrem. Konverze „trojúhelníku“ na „sinusovku“ je možno řešit některou ze známých metod. V popisovaném vzorku byl použit běžný operační zesilovač s nelineární diodovou zpětnovazební smyčkou. Aplikační rozsah konvertoru je omezen na nf oblast. Protože výstupní signál má 360× nižší opakovací kmitočet vzhledem ke vstupnímu, ovlivňovaly by při transpozici do vyšší kmitočtové oblasti reakční zpoždění logiky a zvláště konvertory D/A přesnost a fázový šum. Podobně je řešena i konverze v syntezátoru SSN.

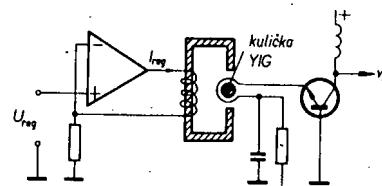
Obrazové (video) a vf rozmítáče

S přechodem do vyšších kmitočtových pásem se setkáváme s řadou nových problémů, zatímco princip zůstává vlastně stále týž. Překročení akustického pásma má i kladné stránky. Vzhledem k relativně vysokému měřicímu kmitočtu může být opakovací kmitočet ovládacího (rozmítacího) signálu vyšší nebo roven 50 Hz. Na stínitku obrazovky tak získáme stabilní obraz přenosové křivky. Druhým zjednodušením je, že vystačíme s lineárním rozmítáním – u běžných v obvodu pracujeme zpravidla se šířkou pásma užší než jedna kmitočtová dekáda.

Generátory rozmítaného signálu

Typickým obvodem vf rozmítáčů je rezonanční oscilátor. Při rozmítání je tedy nutno ovlivňovat některý z parametrů, majících vliv na rezonanční kmitočet selektivního obvodu. Do nedávnej doby se výhradně používaly rezonanční obvody LC . Nebudeme blíže rozebírat dnes již zastaralé elektromechanické principy, stejně jako ovládání indukčnosti změnou sycení feromagnetického jádra či použití reaktanční elektroniky. V současné době se používá prakticky jediné řešení – přelaďuje se obvod LC varikapem (vyhovuje až do oblasti kolem 1 GHz).

V souvislosti s potřebou spojit přelaďovat široké pásmo a získat velké kmitočtové zdvihy a tím i vyšší mezní kmitočty rozmítaných oscilátorů má mimořádný význam gyromagnetická rezonance v monokrystalickém yttridovém granátu (YIG). Princip přelaďitelného oscilátoru, využívajícího filtr YIG je na obr. 48. Kulička YIG je uložena mezi póly elektromagnetu. Rezonanční kmitočet filtru YIG s velkým Q (kolem 2000) je lineární funkci magnetického pole v mezeře. Protože je vhodné ředit kmitočet oscilátoru



Obr. 48. Princip ovládání oscilátoru s filtrem YIG

napětím, je vinutí elektromagnetu napájeno z výstupu převodníku U/I . Širokopásmovou vazební smyčkou kolem kuličky YIG je možno k filtru navázat aktivní prvek oscilátoru (tranzistor, Gunnov diód). Přednosti oscilátoru YIG, pracujících v oblasti jednotek až desítek GHz, je také malý vnitřní šum (díky velkému Q filtru).

Vraťme se k využití varikapu. Kapacita jeho závěrné polarizovaného přechodu p-n je nelineární funkci přiloženého svorkového napětí

$$\frac{k}{\sqrt{1 - U/\Phi}} = C \quad (31),$$

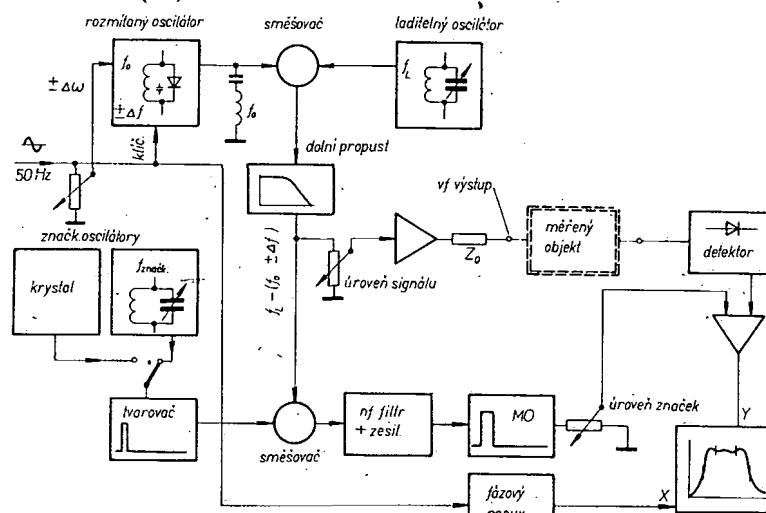
kde k , x jsou technologické a materiálové konstanty, Φ je stykový potenciál. Z hlediska požadovaných vlastností oscilátoru, přelaďovaný varikapem, mezi něž je třeba řadit především spektrální čistotu signálu, rozsah a linearitu přelaďitelnosti, jsou podstatnými i parametry varikapu činitel jakosti v uvažovaném rozsahu ($Q = 1/\omega CR_s$), velikost a poměr mezních kapacit a samozřejmě průběh charakteristiky $C(U)$.

Jak by měl vypadat ideální průběh charakteristiky $C(U)$, aby bylo v určitém pásmu dosaženo lineárního rozmítání? Předpokládejme, že varikap je jediná kapacita rezonančního obvodu. Pro libovolný kmitočtový poměr lze odvodit požadavek na poměr ladicích kapacit

$$\frac{f_0}{f_1} = \sqrt{\frac{C_0}{C_1}}$$

Protože kmitočet může být lineární funkcí ovládacího napětí, přičemž kapacita varikapu se zmenšuje se zvětšováním závěrného polarizačního napětí, měla by mezi poměrem ovládacích napětí a kapacit varikapu existovat kvadratická úměra

$$\frac{U_x}{U_0} = \left(\frac{C_0}{C_x} \right)^2 \quad (32).$$



Obr. 49. Klasické řešení vf rozmítáče

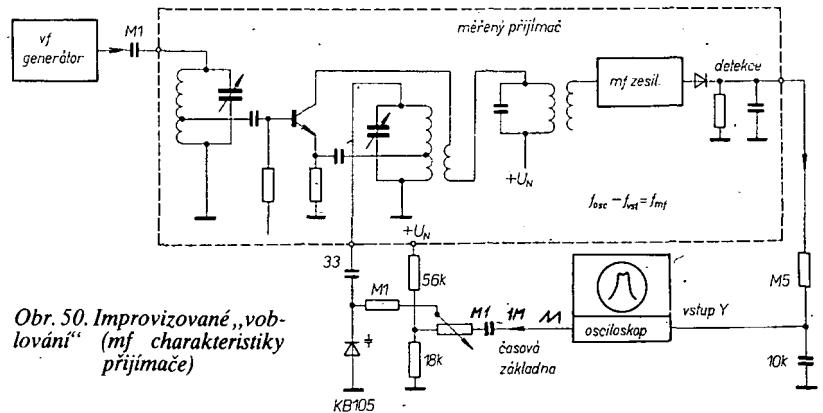
Prohlédneme-li si například charakteristiky varikapu KB105, zjistíme, že požadované funkci vyhovuje dobře. V praxi je ovšem nutno uvažovat i parazitní kapacity

ostatních prvků, montáže, cívek atd., takže varikap tvoří pouze část celkové ladící kapacity. Proto lze dosáhnout lineárního zdvihu pouze v malém intervalu. Pro dosažení velkých zdvihů se proto přechází s rozmitáním do vyšších kmitočtových poloh, rádu stovek MHz, varikap pak tvoří součást rezonátoru. Protože však poměr $C_{\max} : C_{\min}$ varikapu není větší než asi 3 až 6, je možné dosáhnout poměru $f_{\max} : f_{\min}$ ne většího než 1,5 až 2,5. Aby mohl být rozmitáč použit k překrytí širokého kmitočtového pásma, například od 1 MHz do 250 MHz, užívá se směšování.

Jedno z možných řešení je na obr. 49. Rozmitaný oscilátor pracuje na pevném středním kmitočtu f_0 . Velikostí ovládacího signálu je upravován kmitočtový zdvih, který je symetrický vůči f_0 . Tako rozmitaný signál $f_0 \pm \Delta f$ se potom směšuje se signálem z pomocného, laditelného oscilátoru f_1 . Oba oscilátory pracují na rozdílných kmitočtech, vždy vyšších, než je horní mezní kmitočet rozmitání. Z výstupu směšovače je dolní propustí odfiltrována rozdílová složka $f_c = f_1 - (f_0 \pm \Delta f)$, tvořící výstupní signál rozmitáče. Rozmitáč se přelaďuje změnou f_1 , zdvih zůstává zachován.

Toho využíval jeden můj kamarád k obveselení „davu“. Vybral si nic netušící oběť, kterou přesvědčoval o tom, že náhodou přišel na fantastický nápad, totiž jak s běžným generátorem, „placatou“ baterkou a nevím čím ještě „voblovat“ mezinfrekvence rozhlasových přijímačů. Nápad našel v jakémusi zahraničním časopisu a protože to bylo v době, kdy se u nás ještě nevyrobily varikapy, vypadalo všechno na první pohled záhadně. Zvlášť když Mistru doprovázel demonstraci svého vynalezu umuštěním zaklinacích formulí a vymýšlením směšných teorií.

Od té doby jsem již několikrát viděl podobné improvizace i v našich časopisech. Orientační schéma je na obr. 50. Základním je využití oscilátoru přijímače-superhetu jako generátoru rozmitaného signálu. Celá úprava spočívá ve zhodovení jednoduchého přípravku, umožňujícího kmitočtové rozmitání. Jedná se pouze o několik součástí. V původní verzi se jako modulační prvek (v oblasti až do 1 MHz) používala závěrně polarizovaná plošná křemíková dioda. Vhodnější je varikap, umožňující také sladovat mezinfrekvence 10,7 MHz. Oscilátor je rozložován v rytmu časové základny osciloskopu (f_{zp} asi 50 Hz). Střední kmitočet je možno ovlivňovat nastavením ladícího kondenzátoru a změnou ss pracovního bodu varikapu. Pracovní bod, který má vliv i na linearitu rozmitání, lze nastavit dělicem z nájedoucího napětí přijímače. Kmitočtový zdvih



Obr. 50. Improvizovaný „voblování“ (mf charakteristiky přijímače)

je úměrný velikosti napětí pilovitého průběhu, odebíraného z časové základny osciloskopu. Na vstup přijímače přivedeme nemožnou vlnu s signál z běžného signálního generátoru. Směšováním kmitočtu signálního generátoru s rozmitaným signálem oscilátoru přímo v přijímači vzniká řada směšovacích produktů. Selektivní mf zesilovač z nich vybírá rozdílovou složku. Vertikální vstup osciloskopu může být přes kapacitní sondu připojován na jednotlivé nf stupně; vhodnější je však použít detekční sondu, umožňující jednak sledovat obalovou křivku přenosové charakteristiky, jednak použít levný nf osciloskop. Při sledování úplného nf řetězu je detekční sonda nahrazena vlastním detektorem přijímače, buď amplitudovým, nebo kmitočtovým.

K improvizacím patří i přeladitelné multivibrátory. Průchodem rozmitaného impulsního signálu selektivním filtrem jsou značně potlačeny vyšší harmonické složky. Výstupní signál znovu přibližně popisuje přenosovou charakteristiku filtru. Tato měření nejsou přesna. Signál obsahuje množství vyšších harmonických složek, jejichž poměr je dále ovlivňován nelinéarními charakteristikami aktuálních prvků, stejně jako mírou selektivity měřeného obvodu. Impulsní charakter signálu ztěžuje orientaci v kmitočtovém pásmu.

Kmitočtová kontrola či kalibrace vůbec patří u rozmitaných měření k zásadním problémům. Hodnotili jsme v nf rozsahu jako výhodu kalibraci rozsahu rastrem na stínítku osciloskopu či papíru zapisovače, je ve vf oblasti situace obtížnější. Důvodem je jednak nedostatečná kmitočtová stabilita a linearita rozmitání, jednak potřeba kmitočtového přeladování a volby kmitočtového zdvihu.

Většinou se používá jednoduché kmitočtové značkování (obr. 49). Základním obvodem kmitočtového značkovače (markeru) je oscilátor. Pracuje buď na pevném kmitočtu (krystal) nebo je laditelný v určitém rozsahu. Původní harmonický signál je speciálním tvarovacím stupněm zkreslen tak, aby obsahoval maximum vyšších harmonických s co možno rovnoměrný rozložený energetickým obsahem.

Dovedeme si jistě představit, že ideální signál by měl mít tvar velmi úzkých jehlových impulsů s dokonalou strmostí nábežných a sestupných hran. Šířka impulsů musí být zanedbatelná vůči jejich opakovacímu kmitočtu, pak se činitel plnění blíží k nule.

Výstupní impulsy (kmitočtové spektrum) markeru se směšují s rozmitaným signálem rozmitáče. Směšovacím produktem je (přes nf zesilovač s ostrým potlačením kmitočtu vyšších než několik set Hz) spouštěn monostabilní multivibrátor. Obvod může produkovat výstupní impuls pouze tehdy, je-li okamžitý kmitočet rozmitacího oscilátoru roven opakovacímu kmitočtu markeru nebo některé jeho harmonické,

$$f_v = n f_m \quad (n = 1, 2, 3, \dots, x).$$

Impulsy monostabilního obvodu jsou vedeny (mimo měřený objekt) na výstup detekční sondy, kde se lineárně sloučují s detekovaným (nf) signálem, tvorícím obálku měřeného signálu. Kmitočty shody jsou na pozorované křivce znázorněny značkami (zoubky), jejichž amplitudu a šířku lze upravovat regulací amplitudy a doby trvání impulsů monostabilního obvodu. Signál je tak v intervalu kmitočtového zdvihu, díky využití harmonických násobků, značkován s jednotným a přesným odstupem $f = (x+1)f_m - xf_m$, rovným základnímu kmitočtu markeru.

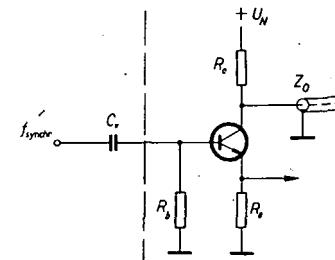
Co do orientace v kmitočtovém pásmu je vhodný jak krystalový, tak přeladitelný značkovací oscilátor. Přitom je patrné, že přeladitelný oscilátor stačí ovládat v úzkém pásmu, s poměrem mezních kmitočtů 2:1. Spodní mezní kmitočet je určen minimální požadovanou kmitočtovou značkou (např. 1 MHz), horní její druhou harmonickou (2 MHz). Přeladování markeru od 1 do 2 MHz se přelaďuje i nejnižší možná značka ve stejném rozsahu, stejně jako odstup sousedních značek v celém pásmu. To je výhodné ke značkování v oblasti nižších kmitočtů, těžko bychom se však ve změti značek 1 MHz orientovali v oblasti stopek MHz. Proto bývá jak krystalový, tak přeladitelný oscilátor laděn „výše“ (desítky MHz), hustší kmitočtové a tím i značkové spektrum se odvozuje kmitočtovým dělením.

Rozmitáč mává několik stupnic, zjednodušujících orientaci v dílčích pásmech, často mohou pracovat oba markery současně. Využívá se pak jejich záznamů, vhodných k nastavování selektivity, strmosti hran přenosové charakteristiky, linearit detektorů apod. Vzniklá skupina značek se změnou nastavení „plynulého“ markeru posouvá po měřené charakteristice. Vzájemný kmitočtový odstup značek však zůstává konstantní; je určen základním kmitočtem krystalového markeru.

Uvedený princip značkování vyžaduje velkou spektrální čistotu rozmitaného signálu, signál nesmí být zkreslen, musí mít minimální obsah vyšších harmonických složek. Z této hlediska je nutno posuzovat i účelnost širokopásmového rezonančního obvodu a dolní propusti ve schématu na obr. 49. Nevyhovuje-li signál uvedeným podmínkám, nesměje se signál markeru pouze s harmonickým rozmitaným signálem, ale také s jeho parazitními signály. Vznikají tak změti nezádoucích kmitočtových značek.

Všimněme si ještě metod odvození kmitočtového spektra značkovacího oscilátoru. Nejčastěji se využívá ovládaného lavinového průrazu tranzistoru nebo diod s krokovým zotavením (step recovery).

K lavinovému průrazu dochází překročením mezního kolektorového napětí U_{CEmax} . Příklad využití lavinového jevu k autonomnímu generování kmitočtového spektra je v [III-10]. Opakovací kmitočet zapojení, obr. 51, je závislý od souosého vedení. Po



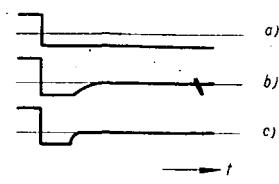
Obr. 51. Podrobnější rozbor lavinovitého průrazu [III-10]

přivedení napájecího napětí tranzistor nevede, vedení se nabíjí přes kolektorový odpór, kolektorové napětí se zvětšuje. Dosahne-li průzrazené velikosti U_{CEmax} , prudce se zvětšuje kolektorový proud a kolektorové napětí se zmenšuje. Tranzistor vede, záporný napěťový skok se šíří vedením, na jeho otevřeném konci se odráží. Za dobu úměrnou šíření rozruchu na konec vedení a zpět se tranzistor rychle uzavře a cyklus se opakuje.

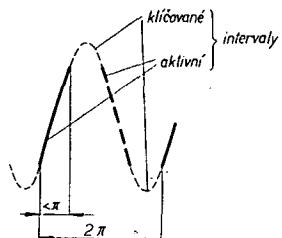
Bude-li napájecí napětí poněkud menší než U_{CRmax} , generátor nepracuje jako autonomní, ale může být spouštěn impulsy, zaváděnými do báze. Vnučeným bázovým proudem se průzrazené napětí zmenšuje a tranzistor spíná. Pak je možno řidit lavinový generátor spektra např. krystalovým oscilátorem. Velmi strmé jehlové impulsy (hrany s náběhy rádu stovek μs) umožňují při synchronizaci signálem o opakovacím kmitočtu až desítek MHz dosáhnout kmitočtového spektra, rovnoměrně rozloženého až do oblasti GHz. Vzhledem k velkým krátkodobým špičkovým proudům v okamžiku průrazu se používají speciální tranzistory. Autoři [III-10] ověřili praktickou použitelnost rychlých spinačních tranzistorů rady KSY.

Pozadovaného kmitočtového spektra lze dosáhnout také impulsními diodovými obvody. Dynamická reakce běžné diody na skokovou změnu polarizace přechodu z propustné na závěrnou je obecně zachycena na obr. 52b. Na hraně skoku závěrný proud „překmitne“ (je mohem větší než odpovídá statické charakteristice V/A). Po určitém časovém intervalu se záčne zmenšovat na „statickou“ úroveň s časovou konstantou t . Čas potřebný k ustálenému režimu se nazývá dobou zotavení. V okamžiku přepolování přechodu závěrným směrem je po obou stranách přechodu přebytek minoritních nosičů. Pro ně je zprvu při zotavovacím pochodu přechod průchody. Teprvé jejich vyčerpáním (rekombinací a závěrným proudem) se proud diodou zmenší. Pozvolné zmenšování je způsobeno prostorovým rozložením nosičů. U diod step recovery je ve srovnání s běžnými rychlými diodami výrazně zkrácen druhý interval zotavovacího pochodu. V prostoru polovodiče je technologicky (nehomogenní dotaci) vytvořeno vnitřní elektrické pole. Minoritní nosiče se pak koncentrují v oblasti přechodu, zotavovací pochod nabývá lavinového charakteru, obr. 52c.

Původně bylo rozmitání odvozeno od síťového kmitočtu 50 Hz. Probíhalo v jedné lineární části periody, obr. 53, druhé, kdy byl výstup rozmitáče blokován, se užívalo k defi-



Obr. 52. a) Skok polarizačního napětí, b) odezva rychlé diody, c) odezva diody s krokovým zotavením



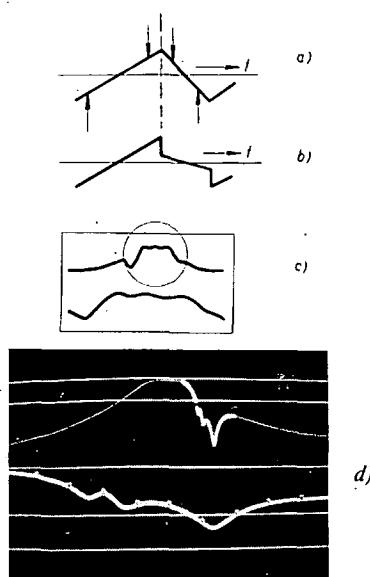
Obr. 53. K rozmitání sinusovým signálem 50 Hz

nici nulové úrovni. Při vypnutém blokování byla přenosová křivka na stínítku osciloskopu kreslena oběma směry, zleva doprava a opačně, bez možnosti znázornit nulovou úroveň.

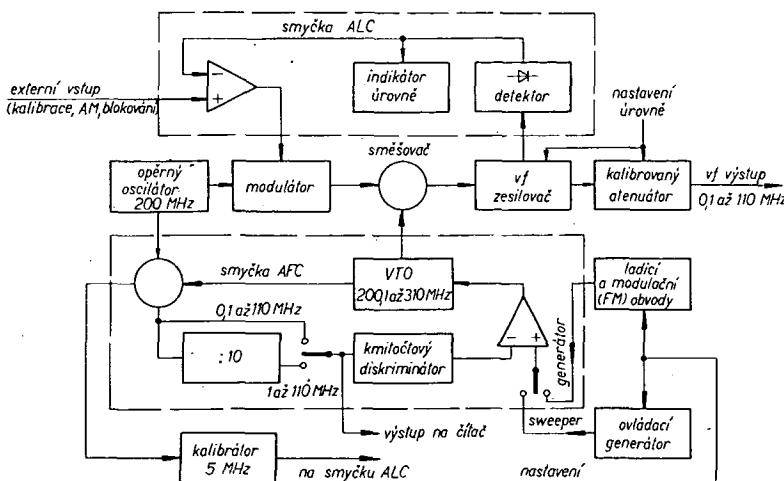
Později se přešlo na rozmitání signálem pilovitého průběhu, s možností volby rozmitací rychlosti. Kromě lepší linearity rozmitání bylo možno upravovat rychlosť měřicího cyklu jak vzhledem k měřenému obvodu (kmitočtový rozsah, šířka pásma), tak k displeji (osiloskop, zapisovač). Začaly se objevovat i první pokusy o vícestopé zobrazení, kmitočtovou lupu (obr. 54). Regulaci ovládací „pily“ lze nastavit různý zdvih rozmitaného oscilátoru vzhledem k přímému a zpětnému běhu. Zdvihy v obou intervalech jsou vztázeny vždy k jednomu střednímu kmitočtu. Sleduje-li se v přímém běhu složitější průběh, může být ve zpětném běhu znázorněn jeho detail. Aby se oba průběhy nepřekrývaly, stačí podkládat jeden z nich ss složkou. Jinou možností je použít dvoupaprskový osciloskop a oba průběhy klíčovat. Užitečnost podobného znázornění demonstruje obr. 54d.

Aby byla i zcela jednoduchá měření kvalitní a efektivní, bylo nutno nejprve vyřešit zmíněné problémy se stabilitou, linearitou, kalibrováním či značkováním rozmitáče.

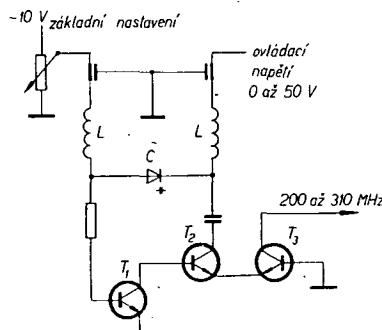
Je možno pozorovat dvě základní tendenze, kterými se vývoj v posledním desetiletí ubíral. První je kvalitativní zlepšování jednotlivých dílů sestavy pro rozmitaná měření. Přední firmy dodnes vyrábějí jednoúčelová zařízení, důsledně je však dbáno na možnost vzájemné spolupráce. Druhou skupinu tvoří přístroje, které v jedné skříni či stojanu sdržují kompletní zařízení, stále častěji víceúčelové. Tato skutečnost se začíná obražet i v terminologii. Pod pojmem rozmitač (wobbler) je dnes chápáno kompletní



Obr. 54. Použije-li se ovládací signál pilovitého průběhu (a), nastavitelný nezávisle v obou částech cyklu (b), může být současně zobrazena přehledová charakteristika i její detail (c, d)



Obr. 55. Blokové schéma generátoru/sweeperu HP 8601A



Obr. 56. Zjednodušené schéma VTO

zařízení včetně displeje a příslušenství. Samotný zdroj rozmitaného signálu bývá označován jako „sweeper“. Zařízení, nebo jejich sestavy, umožňující i jiná měření v určité kmitočtové oblasti, se souhrnně nazývají přenosové analyzátory.

Jako příklad kvalitního generátoru rozmitaného signálu můžeme uvést generátor/sweeper 8601A firmy Hewlett-Packard.

Přesto, že byl na trh uveden před asi deseti lety, je dosud velmi populární a odpovídá konceptuálně dnešním sweeperům střední třídy v oblasti do 100 MHz. Jeho autori vycházel ze situace na světovém trhu, která prakticky trvala dodnes – byly a jsou k dispozici na jedné straně jakostní, ručně ovladatelné signální generátory s velkou stabilitou, zanedbatelným vnitřním šumem a parazitní modulací, s možností kalibrace kmitočtu i úrovni, a na druhé straně rozmitače, dostatečně pokryvající široké kmitočtové pásma (s nedostatkem, o nichž jsme se zmíňovali). Zámerem, který byl splněn, bylo uvést na trh kombinovaný přístroj pro obě aplikace.

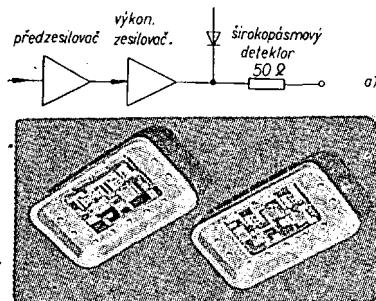
Blokové schéma HP 8601A je na obr. 55. Výstupní vf signál je i zde odvozen na principu směšování. Rozmitaný oscilátor je ovládaný varikapem (obr. 56). Vf oscilátory, ovládané napětím, bývají označovány jako VTO (voltage tuned oscillator). Zapojení má dobrou stabilitu a malý fázový šum. Rezonanční obvod v tvaru článku Π je připojen k dvoustupňovému oscilátoru, zajistujícímu fázový posuv 180° (T_1 a T_2). Transistor T_3 slouží jako výstupní buffer (oddělovací zesilovač). Kmitočtové stability se dosahuje velkým Q rezonančního obvodu a minimálním tlumením aktivními prvky. Výstupní výkon je závislý na kolektovém proudu T_2 . Signál VTO je směšován s referenčním signálem 200 MHz. Protože lze VTO přeladit v rozsahu 200,1 až 310 MHz, je rozdílový (výstupní) signál v rozsahu 0,1 až 110 MHz. Sweeper má dva překrývající se kmitočtové rozsahy, 0,1 až 11 MHz a 1 až 110 MHz. Tím je dána možnost přesné práce ve „videopásmu“ a zachována výhoda spojité přeladitelnosti.

Mezní zdvih je podstatně větší, než u běž-

ných přístrojů, směšování a jeho nedostatky by se zde projevily v plném rozsahu. Proto má přístroj dvě pomocné regulační smyčky – automatickou regulaci kmitočtu (AFC) a úrovně (ALC – automatic level control) signálu. AFC u zdroje rozmitaného signálu nepatří k nejobvyklejším obvodům, bez jejího vlivu na linearitu a kmitočtovou stabilitu by však zvolená koncepce nebyla reálná. Principem je zapojení podobné AFC u přijímačů, VTO je však ovládán přes rozdílový zesilovač. Korektní smyčka má vlastní směšovač, produkovující znova rozdíl kmitočtů VTO a reference. Diferenční signál je zaváděn na přesný lineární kmitočtový diskriminátor počítacího typu. Při provozu rozsahu 0,1 až 11 MHz je připojení přímé, na rozsahu 1 až 110 MHz je signál dělen deseti. V obou případech proto impulsní vstup diskriminátoru zpracovává signál v mezech opakovacích kmitočtů 0,1 až 11 MHz. Analogový výstupní signál diskriminátoru se v rozdílovém zesilovači srovnává s ovládacím signálem (ručně nebo automaticky řízeným). Protože zesilovač ovládá VTO, je smyčkou korigována lineární konverze f_{VTO}/U_{VTO} , určená lineárou diskriminátoru (obojí je asi 0,5%). Napěťový ovládací vstup může být tedy použit jak k ručnímu nastavení kmitočtu, tak k rozmitáčemu programovanému nebo FM režimu. Drift a nežádoucí FM jsou srovnatelné s běžnými signálními generátory a vyhovují i pro selektivní měření.

Těmito vlastnostmi se sweeper vymyká dosavadním představám o potřebě kmitočtového značkování. Volit lze 5 kalibrovávaných zdvihů. Požaduje-li se větší přesnost, lze výstupní měřicí signál měřit čítačem (jde o stejný signál, jako na vstupu kmitočtového diskriminátoru). Vzhledem k rozsahu 0,1 až 11 MHz využívá i běžný levný čítač. Konečně, pro běžnou potřebu při nekalibrováném rozmitání je vestavěn krystalový marker 5 MHz. Značky s odstupem 5 MHz se pak zavádějí do rozdílového zesilovače smyčky ALC, na obrazovce se objevují jako ostré jehlové impulsy. Lineární rozmitání umožňuje lineární interpolaci mezi značkami (podle rastru).

Dosud jsme si nevšímali problémů, spojených se zajištěním konstantní úrovni výstupního signálu a její přesnosti. Vlivem rozmitání se totiž úroveň mění, kmitočtově závislý je i přenos výstupního zesilovače, výstupní impedance atd. U klasických rozmitačů bývá problém řešen obvykle pouze částečně. Potřeba kalibrace při servisních pracích není nutná, je však aktuální při vývoji. Zdvih asi 100 MHz donutil konstruktéry HP 8601,



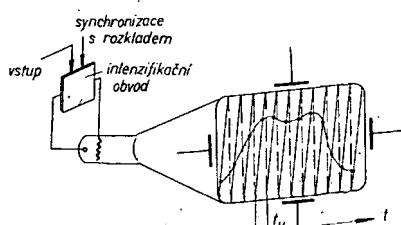
Obr. 57. Zpracování výstupního signálu zajišťují hybridní obvody. Předzesilovač (vlevo) i výkonový zesilovač (vpřavo) jsou o málo větší než obvody TTL (délka asi 36 mm)

aby se záležitosti věnovali do důsledku. Na vynikajícím řešení má podstatný podíl aplikace tenkovrstvového širokopásmového zesilovače. Princip smyčky ALC můžeme opět porovnat s činností zpětnovazebního stabilizátoru napětí. Širokopásmový zesilovač (obr. 57) se skládá z předzesilovače a výkonového stupně, diodového detektora a odporu 50Ω , vše realizováno technologií tenkých vrstev. Výstup detektoru je srovnáván s nastavitelnou referenční úrovňou v rozdílovém zesilovači smyčky ALC. Vzhledem k velkému zisku ve smyčce se výstupní odpor širokopásmového zesilovače blíží k nule. Technologie tenkých vrstev pronikavě omezuje parazitní vazby, induktivnosti a kapacity – proto bylo možno dosáhnout takové šířky pásma. V celém kmitočtovém rozsahu je jednoznačně definována konstantní výstupní impedance 50Ω . Úroveň výstupního signálu je konstantní přes celé kmitočtové pásmo s přesností $\pm 0,25$ dB. Díky referenčnímu vstupu smyčky ALC může být nejen upravována a kalibrována úroveň výstupního signálu, ale také zaváděna amplitudová modulace ap.

Koincidenční displej

Jiný směr razí několik desetiletí firma Rohde-Schwarz, především svoji známou řadou Polyskopů. V jednom zařízení je zahrnutá celá sestava pro měření útlumových charakteristik, včetně displeje, který je však řešen zcela neobykle. To má samozřejmě vliv i na celkovou konцепci. Podstatou řešení je tendence zvětšit množství informací na stínítku obrazovky a jejich přehlednost. Nejedná se pouze o množství sledovaných průběhu nebo jejich kombinací, ale také (a to především) o pomocné kalibraci a úrovnové značkování. S tímto cílem vhodně koresponduje možnost velkoplošného zobrazení.

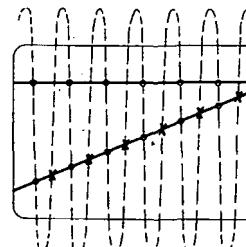
Sledovaná křivka není na stínítku obrazovky spojita v důsledku koincidenčního zobrazení, skladá se z řady světelných bodů. Může být užito jak obrazovek s elektromagnetickým (zvláště u velkoplošných displejů), tak elektrostatickým vychylováním. Princip koincidenčního zobrazení sledujme podle obr. 58. Předpokládejme, že elektronový



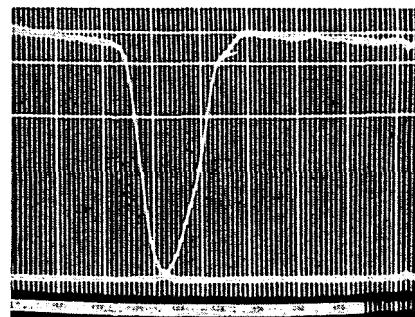
Obr. 58. Podstata koincidenčního displeje

paprsek je po stínítku obrazovky vychylován podobně, jako u TV přijímače, převráceného na levou boční stranu. Paprsek se pohybuje lineární rychlosťí zdola nahoru po dobu, úmernou rádkovému intervalu t_{RI} . Pohyb paprsku ve vodorovném směru (kmitočtová osa) je synchronní se snímkovým rozkladem.

V normálním stavu je intenzifikační obvod uzavřen, paprsek je zatemněn. Napěťový komparátor srovnává nf signál z detekční sondy (analogová funkce přenosu měřeného objektu) se vzorkem vychylovacího signálu, určujícím okamžitou polohu paprsku ve svislému směru. Ke srovnání dochází v každém činném intervalu (vztáženo znovu k TV přijímači v každém t_{RI}). Přibližně při rovnosti obou signálů se výstup komparátoru skokově překlopí, spouště monostabilní obvod. Po dobu trvání monostabilního impulsu je intenzifikován elektronový paprsek obrazovky, na stínítku se objeví krátká (bodová) světelná úsečka. Je-li to žádoucí, může být intenzifikační obvod využit i v intervalu zpětných běhů. V průběhu periody rozmitáčitého cyklu je na stínítku obrazovky přenosová křivka. Její průběh však není spojitý, má charakter bodové struktury. Rozložení bodů je nerovnoměrné, závislé na okamžité strmosti kresleného průběhu (měřené charakteristiky). Nespojité a nerovnoměrnost bodové struktury je velmi nepříjemná, potlačit tyto vlastnosti na zanedbatelnou míru lze několika způsoby. Lze např. výrazně zvýšit opakovací kmitočet vzorkovacího signálu, čímž se struktura zhustí. Pak se projevuje nerovnoměrnost jasů stopy u ustálených a přechodových pasážích a jsou kladený značné nároky na reakční rychlosť komparátoru. Zvýšení vzorkovacího kmitočtu se proto používá pouze jako dílčí prostředek k potlačení struktury,



Obr. 59. Organizace vzorkování u Polyskopu IV

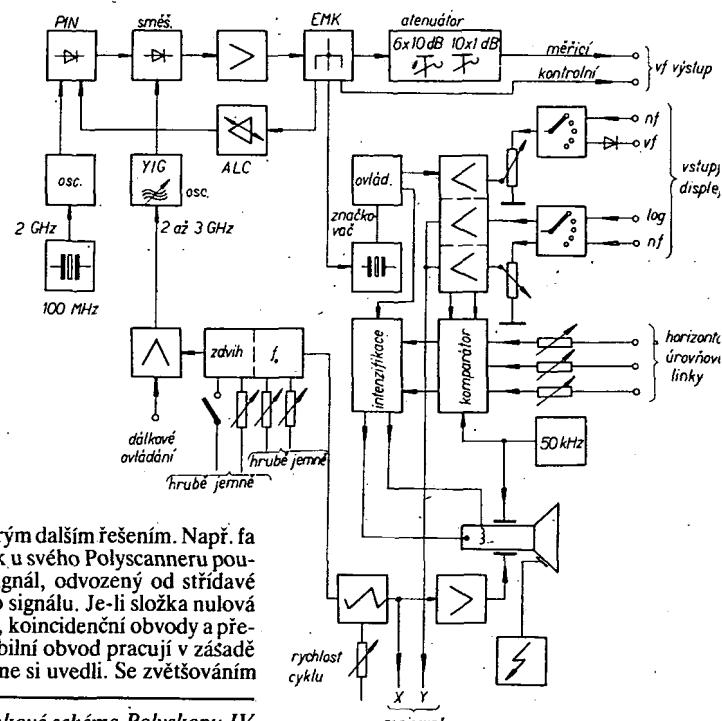


Obr. 61. Ukázka účelného úrovnového a kmitočtového značkování u Polyskopu IV

střídavé složky (odpovídá strmým přenosové charakteristiky) se proporcionalně prodlužuje doba monostabilních impulů, jednotlivé body jsou roztahovány, jejich svislý rozsah se zvětšuje i okamžitý jas. Navíc se většinou používají obrazovky se středním dosvitem (> 1 s). Pozorovaný obraz pak vypadá spojite, s rovnomenrným jasem stopy.

Na obr. 59 si ukažme řešení, užité u posledního z řady Polyskopů. Vzorkovací signál je sinusový, přičemž lineární část průběhu definuje polohu paprsku vůči svislému rozsahu stínítka. Pomocné úrovnové linky jsou vzorkovány vždy pouze jednou za periodu vzorku. Měřený signál je naopak vzorkován dvakrát, oběma hranami periody. Vzhledem k symetrii vzorkovacího signálu je původní struktura symetricky prokládána dalšími body.

Pro dokreslení představy stručně projděme blokové schéma Polyskopu IV. Pro své parametry a účelné řešení je právem řazen mezi nejlepší výrobky své kategorie (obr. 60). Kmitočtový rozsah je 100 kHz až 1 GHz. Kmitočtový zdvih lze upravovat ve dvou základních položkách rozmitání – úzkopásmové (150 kHz až 5 MHz) a širokopásmové (25 MHz až 1 GHz). Nezádoucí (parazitní) zdvih při úzkopásmovém rozmitání je nižší než 5 kHz. Rozmitáč je dvoukanálový (umožňuje sledovat současně dva signály z různých míst měřeného objektu). Úrovně signálů lze na stínítku označovat třemi nastavitelnými jasovými linkami. Na koincidenční displej vhodně navazuje kmitočtové značkování. Jednotlivé značky mají charakter svis-



společně s některým dalším řešením. Např. fa Knott Elektronik u svého Polyscanneru používá pomocný signál, odvozený od střídavého signálu měřeného signálu. Je-li složka nulová nebo velmi malá, koincidenční obvody pracují v zásadě tak, jak jsme jsme si uvedli. Se zvětšováním

Obr. 60. Blokové schéma Polyskopu IV

lých jasových čar přes celé stínítka vyjma malého pruhu na spodním okraji. Kromě kombinace značek 100 MHz/10 MHz a 10 MHz/1 MHz (oba rády jsou rozlišeny různým jasem značek) lze znáčkovat po 100 MHz (vhodné pro širokopásmovou měření). Ve spodní části stínítka je pomocný pruh jasové orientace. Při širokopásmovém rozmitání má charakter jasových schodů, jejichž gradace rozlišuje rozmitaný rozsah. V úzkopásmovém režimu schody přecházejí v jasové proužky, jejichž šířka usnadňuje orientaci vůči středu rozmitaného rozsahu. Charakter úrovňového a kmitočtového značkování je patrný z obr. 61. Rozmitání může být ovládáno buď spojité nebo s využitím zpětného běhu pro nulovou stopu a dále v jednorázovém režimu (single), vhodném při užití zápisovače.

Měřicí signál vzniká směšováním rozmitaného oscilátoru YIG, pracujícího v rozsahu 2 až 3 GHz, s pevným, referenčním kmitočtem 2 GHz. Reference je odvozena násobením signálu krystalového oscilátoru 100 MHz. Linearity rozmitání je díky oscilátoru YIG tak dobrá, že na stínítku obrazovky není vzhledem ke kmitočtovému značkování patrná žádná nerovnoměrnost. Výstupní signál směšovače se po úrovňové a impedanční úpravě vede na přesný atenuátor, užívající substrátové technologie (umožňuje dělit výstupní signál v krocích 10 a 1 dB), kontrolní výstup, marker a smyčku ALC.

Smyčka ALC je řízena ovládáním úrovně referenčního signálu 2 GHz na vstupu směšovače. Jakákoliv regulační prvek slouží útlumový článek s diodou PIN.

PIN dioda se pod určitým kmitočtem chová jako běžná dioda. S překročením tohoto kmitočtu (rádu desítek MHz) klesá její usměrňovací účinek. Na velmi vysokých kmitočtech se chová prakticky jako činný odpór, jehož hodnota závisí na procházejícím ss proudem. V oblasti GHz se užívají diodových útlumových článků PIN pro jejich malé rozložení a značný rozsah regulace (asi 40 dB), nehledě na značně přednosti co do potlačení intermodulačního zkreslení.

Krystalový marker produkuje značky 100 MHz; z nich jsou pak kmitočtovým dělením odvozeny signály 10 MHz a 1 MHz. Spektrum je vytvářeno impulsními obvody s diodami typu step recovery. Tak jsou získána spektra „velkých“ (např. 100 MHz) a „malých“ (10 MHz) značek (co do rádu

a jasu). Spektrum je směšováno s rozmitaným signálem. Směšovací produkt ovládá po úpravě komparační obvod.

Nef zesílovače obou vstupních kanálů jsou integrované. Polarity vstupního signálu lze přepínat. Mezní citlivost je 0,5 mV/cm. U jednoho z kanálů lze volit režim lin/log. Konverze je nepřímá, signál působí na logaritmickou regulační smyčku, ovládající amplitudu signálu 1 MHz. Signál se detektuje a zavádí na komparátor, sloužící společně pro oba měřené signály, úrovňové linky a značky ve spodní části stínítka. Vícenásobné využití zajišťuje logika.

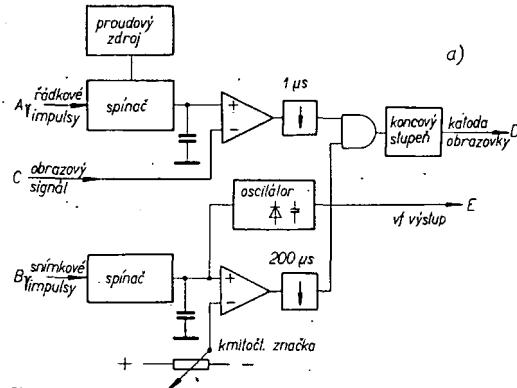
Spíše pro zajímavost než praktickou potřebu uvedeme zapojení, publikované před časem v [III-12]. Vtip je v tom, že s uvedeným přístrojem, obr. 62, může být jako displej použit televizor při nastavování jeho vlastní obrazové mezfrekvence. Jedná se tedy o doplněk, tvořící spolu s měřeným TV přijímačem minimální sestavu sweeper + koincidenční displej. Rozklad rastru obrazovky je při měření volnoběžný, synchronizace doplňku (rozmitání VTO, reference komparátorů) je odvozena od zpětných běhu obou rozkladů (špičky A, B). Výstup rozmitaného oscilátoru (VTO) se zavádí na vstup obrazového mf zesílovače (špička E). Vybavením komparátorů je, na rozdíl od klasického displeje, zatemňován po příslušný časový interval elektronový paprsek obrazovky. Špička D se proto připojí na katodu obrazovky. Detekovaný (usměrněný) signál lze odebírat přímo z obrazového detektoru přijímače. Připojí se na vstup rádkového komparátoru (špička C).

Obr. 62. Doplněk ke snímání mf charakteristiky na obrazovce měřeného televizoru (a - blokové, b - detailní schéma)

Synchronizačními impulsy, odvozenými od zpětných běhu (snímaných např. z mřížek koncových elektronek obou rozkladů) jsou spouštěny oba generátory doplňku. Časově je rozmitání VTO synchronní s vertikální, reference úrovňového komparátoru s horizontálním rozkladem televizoru.

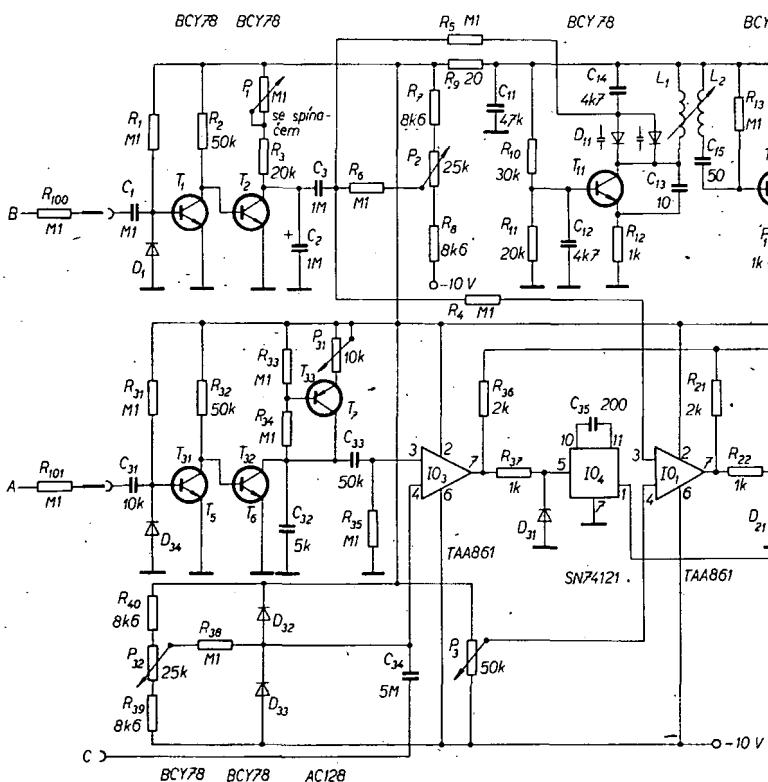
Popis schématu bude nyní jednoduchý. Horizontální impulsy ovládají spínač T_{31}, T_{32} , vybíjecí v intervalu zpětného běhu integrační kondenzátor C_{32} . V činném běhu se kondenzátor nabije ze zdroje konstantního proudu (obvod T_{33}), napětí pilovitého průběhu na něm se zvětšuje lineárně. Napěťová „pila“ se v každém aktivním rádu srovnává s okamžitou úrovní výstupu obrazového detektoru prostřednictvím komparátoru IO_3 . Po překlopení výstupu komparátoru se spouště monostabilní obvod IO_4 na dobu přibližně 1 μ s. Přes hradlo IO_3 se sepne tranzistor T_{20} a zatemní se obrazovka. Poloha zatemněného bodu je úmerná amplitudě detekovaného signálu. To se opakuje v každém rádu, řada zatemněných bodů zobrazuje útlumovou charakteristiku celé mezfrekvence nebo její části (podle toho, kam je připojen výstup VTO). Amplitudu lze mimo regulaci úrovně vf signálu potenciometrem P_{11} ovládat změnou strmosti referenční pily (P_{31}), posuv celé křivky ve smyslu úrovňové osy podzlepěním detekovaného signálu ss složkou (P_{32}).

Spínač T_1, T_2 , synchronizovaný vertikálně zpětným během vybíjí kondenzátor C_2 . Při rozpojení spínače (v činném vertikálním běhu) se C_2 nabije přes P_1, R_3 . Napěťový



průběh na kondenzátoru není lineární. V uvedeném případě to však je žádoucí, protože konverzní charakteristika VTO ovládaného varikapu musí být, vzhledem ke značným parazitním kapacitám, kompenzovala, aby kmitočtové měřítka na stínítku obrazovky bylo alespoň přibližně lineární.

Vhodným zapojením varikapů je ke kompenzaci využito nelineární rozmitací „pily“. Pro spolehlivé překrytí mf rozsahu byly užity



dva varikapy v paralelním zapojení. Rozsah zdvihu ani typ varikapu v původním článku nebyly uvedeny, jistě však vyhoví KB105.

Potenciometrem P_1 lze ovládat zdvih, potenciometrem P_2 střed rozmitání a tím i polohu křivky na obrazovce. Ovládaci napětí se vede i na komparátor IO_1 , kde se srovnává s napětím na běžci potenciometru P_3 . Při rovnosti obou napětí je vybaven monostabilní obvodem IO_2 na dobu asi tří rádků (asi 200 μ s). Tím se zatemní stínítko až na horizontální čáru, kterou lze posouvat po kmitočtové ose potenciometrem P_3 . Ocejchováním úhlu měření potenciometrem v MHz lze čáry využívat jako kmitočtové značky.

Zapojení lze hodnotit jako vtipnou, levnou, ale také nedokonalou improvizaci. Nejhledě na to, že „voblování“ je vlastně možné pouze „přes zrcadlo“, je u různých typů televizorů nutno pečlivě volit způsob navázání k rozkladům a nakonec i v obrazovce. Zajímavější by asi bylo využít starší televizor, nejlépe tranzistorový (s menšími výkony rozkladů, v kovové skřínce – vyzařování, s možností galvanického oddělení od sítě atd.) jako základu víceúčelového řešení rozmitáče.

Přesnost a přehlednost měření

Kvalitativní parametry sweeperů a displejů dávají předpoklady dosáhnout ještě větší přesnosti, přehlednosti a reprodukovatelnosti měření v kmitočtovém a úrovňovém smyslu. Tím je vyvozován tlak na kvalitnější řešení i těch obvodů, které byly do nedávna poněkud stranou úsilí vývoje – typickým příkladem jsou obvody k detekci signálů.

Kmitočtová oblast

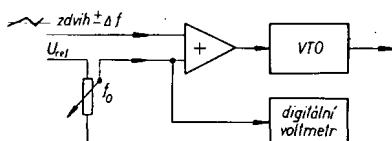
Císlícové měření kmitočtu rozmitaného signálu klasickými prostředky narází na značné problémy, hlavním je změna měřeného kmitočtu během vzorkovacího intervalu. I když jsou známy různé metody potlačení tohoto nežádoucího činitele (zastavení rozmitání po dobu měření ap.), používají se často nepřímé metody. Jedna z nich je na obr. 63. K měření slouží císlicový voltmetr. To je výhodné z technických i ekonomických důvodů (čítače pro velmi vysoké kmitočty jsou drahé, voltmety může být užit i k jiným měřením). Měří se střední kmitočet, linearita smyčky AFC umožnuje dosáhnout přesnosti lepší než 1 %. Princip nepotřebuje komentáře.

Málo známá je elegantní metoda císlicového měření kmitočtu obousměrným čítačem. Při klasickém měření stabilního kmitočtu je kmitočet vyhodnocen jako počet průchodu impulsů (period signálu) hradlem za vzorkovacího periodu

$$N_c = T f_0.$$

Je-li signál rozmitán kmitočtově, kmitočet se během vzorkovacího periody zvyšuje – přírůstek je úměrný zdvihi. Čítač vyhodnotí větší počet impulsů, naměří vysší kmitočet.

Budeme-li znova uvažovat konstantní kmitočet f_0 , můžeme jej měřit také obousměrným čítačem. Stačí rozdělit měřicího periodu na dvě části – čítání nahoru (up) a dolů



Obr. 63. Nepřímé měření středního kmitočtu

(down). Stav čítače po proběhnutí obou cyklů

$$N_c = f_0(T_u - T_d).$$

Je zřejmé, že pro stejný výsledek jako nahoře stačí, aby $T = T_u - T_d$. Při dokonalé linearitě a spojitosti lze obousměrným čítačem přesně měřit i okamžitý kmitočet rozmitaného signálu, přičemž výsledek není závislý na zdvihu. Toho lze dosáhnout rozdělením měřicí periody do tří cyklů (up-stop-down), výhodných i z hlediska ovládání módů čítače, protože pak vychází potřebný poměr jednotlivých vzorkovacích časů 3:1:1. Podle grafu na obr. 64 bude počet impulsů, uložených do obousměrného čítače až již při měření konstantního kmitočtu f_0 , nebo rozmitaného kmitočtu, který se v okamžiku startu měření (t_0) právě rovná f_0 , shodný s počtem impulsů, uložených do klasického čítače, čítajícího stabilní kmitočet f_0 po dobu T . Start měřicího cyklu lze odvodit z polohy pomocné kmitočtové značky na displeji, jednotlivé fáze od stabilního hodinového kmitočtu. Čítač po startu pracuje nejprve v módu up po dobu

$$\frac{3T}{2}, \text{ pak se na čas } \frac{T}{2} \text{ zastaví a nakonec po dobu } \frac{T}{2} \text{ čítá dolů. Displej indikuje kmitočet}$$

signálu v okamžiku startu.

Uvažujme pro jednoduchost stabilní kmitočet 100 Hz, měřený klasickým čítačem po dobu 2 s. Potom $N_c = 200$. Počet impulsů, uložených do obousměrného čítače při stejném měření a za již uvedených podmínek je shodný: $N_c = 100(3-1) = 200$. V rozmitaném režimu se kmitočet čítače zlepší lineárně zvyšuje. Konečný stav čítače, tj. rozdíl počtu impulsů, uložených do čítače v první a odečtených ve třetí fázi měřicího cyklu, však není přírůstek kmitočtu ovlivněn. Pro názorný příklad kompenzace vlivu rozmitání na indikovaný kmitočet bude lépe než rozvíjet signál do rády, volit malý zdvih a určit počet impulsů s pomocí obr. 64. Předpokládejme, že čítač je startován při kmitočtu 100 Hz, v čase t_0 . Zvolme dále strmost kmitočtového přírůstku

$$T \text{ ku } 20 \text{ Hz za časovou jednotku } \frac{2}{2}. \text{ V čase } t_1 \text{ bude}$$

kmitočet $f_1 = 160$ Hz. Průměrný kmitočet intervalu, po který čítač pracuje v módu up, je potom $f_0 + f_1 = 130$ Hz. Mezní kmitočty intervalu pro módu down budou $f_2 = 180$, $f_3 = 200$ Hz. Průměrný kmitočet je počtem 190 Hz. Stav čítače na konci měřicího cyklu je $N_c = 3.130 - 190 = 200$.

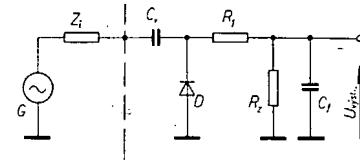
Čítače lze s výhodou budit kmitočtově dělenými signály, které bývají k dispozici ve smyčkách AFC.

Úrovňová oblast

Císlícové měření úrovní signálů je u běžných rozmitáčů dosud málo časté, je však potřebné. Jedním z důvodů je obtížné zajistit dynamiku, přesnosti a stability měření. Aby vůbec mohla být řeč o měření úrovni a dynamiky širším rozsahu, je především nutno zajistit kvalitní detektory signálů.

Ke sledovaným parametry patří:

1. rovná kmitočtová charakteristika v celém rozsahu sweeperu,
2. citlivost a stabilita, minimální drift,
3. dynamický rozsah a jeho linearita, minimální vnitřní šum,



Obr. 65. Běžné zapojení paralelního detektoru

4. vstupní impedance, 5. rychlosť odczyvu.

Vf detektory bývají zpravidla umístěny v detekčních sondách. Důvodů je několik, např. snaha potlačit vyzařování, parazitní vazby, zlepšit odstup měřeného signálu aj. Hlavní je však potřeba omezit vliv detektoru na měřený objekt (parazitní indukčnosti, kapacity). I dobře konstruovaná sonda má vstupní impedance komplexního charakteru. Zvláště C_{st} může, při nevhodném navázání, zcela zkreslit výsledky měření. Stačí si uvědomit, že sonda o vstupní kapacitě 10 pF má na kmitočtu 100 MHz impedanci kolem 150 Ω. To je vzhledem k rozsahu vf rozmitáčů velmi podstatné.

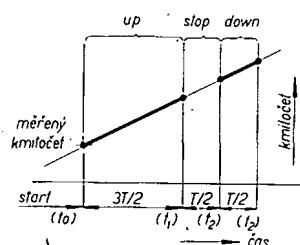
Detekční sondy jsou většinou pasivní, detekčním prvkem jsou diody, hrotové nebo Schottkyho.

Na obr. 65 je typické zapojení detekční sondy, v praxi užívané nejčastěji. Jedná se o detektor paralelního typu, reagující výlučně na střídavou složku měřeného signálu. Jako v jiných zapojeních, i zde se projevuje nelineární charakteristika diodového ventilu. Detektor je lineární pouze při zpracování signálů větších než asi 0,4 V. Je-li $R_Z \gg R_1$ a při $R_1 C \gg \frac{1}{\omega}$ pracuje detektor přibližně

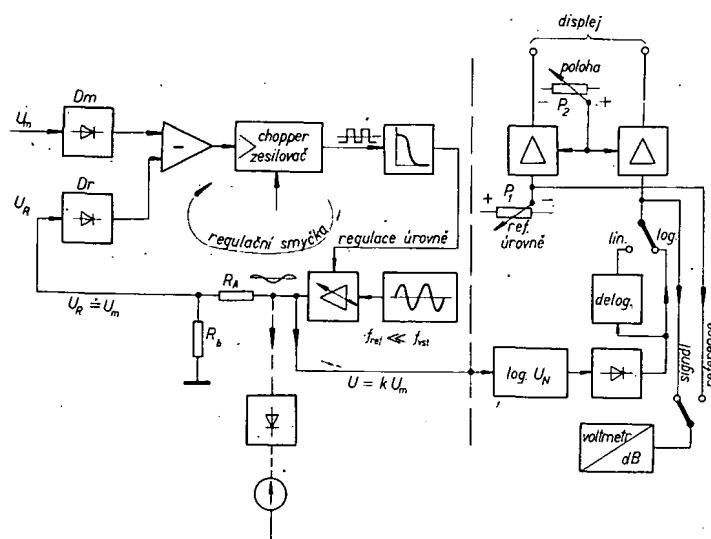
jako špičkový. Linearita bývá často kompenzována vnučeným čelním proudem diody, což však vyhovuje pouze v omezeném rozsahu.

V oblasti velmi malých vstupních signálů (řádu mV) má charakteristika V/A diody kvadratický průběh. Ve speciálních případech lze této skutečnosti využít k lineárnímu převodu měřeného vf výkonu na napětí. Vstupní vf napětí jako funkci výkonu na konstantním zatěžovacím odporu lze definovat jako $U = \sqrt{P_R}$, kvadratická převodní charakteristika detektora proto zavádí potřebnou inverzní korekci. Názorněji: změnilo se poměr vstupního výkonu čtyřikrát, změnilo se napětí na zatěžovacím odporu dvakrát. Detektor však reaguje čtyřnásobnou změnou na vstupním napětí.

Mají-li detektory vlastnosti, o kterých jsme hovořili, jak lze dosáhnout dynamického rozsahu přes 60 dB, zcela běžného u moderních rozmitáčů? Měřicí detektory se od jednoduché varianty na obr. 65 podstatně liší. Jedním z nejužívanějších je porovnávací zapojení (obr. 66). Sonda tvoří pouze část obvodu a obsahuje dva detektory. Jeden zpracovává měřený signál, druhý signál referenčního oscilátoru o zpravidla relativně nízkém kmitočtu. Výstupními signály obou detektorů je ovládán rozdílový zesilovač. Následující stupeň, napěťový zesilovač odchylky s velkým ziskem, pracuje obvykle v impulsním (chopper) režimu. Jeho výstupní napětí, po průchodu dolní propustí, je úměrně průměrné odchylce výstupní úrovni rozdílového zesilovače od nuly. Zesilovač ovládá amplitudu referenčního střídavého signálu, který je přes napěťový dělič zaváděn na referenční detektor. Tím je uzavřena regulační smyčka, korigovaná do ustáleného režimu, definovaného shodnými úrovňemi výstupů obou detektorů. I když je charakteristika diodového detektoru nelineární, je udržován konstantní poměr mezi napětími měřeného a referenčního signálu ($U_m : U_r = 1$). Amplituda referenčního signálu je proto lineárně úměrná měřenému signálu. Před napěťový dělič by díky značné úrovni mohl být zahrán detektor a tak využito levé části obr. 66 jako mVmetru s dynamikou asi 40 dB. Použití je



Obr. 64. Digitální měření lineárně rozmitaného signálu obousměrným čítačem



Obr. 66. Možné řešení měřicího detektoru

znovu omezeno praktickou využitelností lineárního režimu diody.

Uspořádání díky vyhodnocování poměru napěťových úrovní a uložení obou detektorů v jedné sondě potlačuje i teplotní drift. K největším problémům praktického řešení patří konstrukce chopperu. Při zpracování malých signálů se výrazně zmenší zisk smyčky a tím i rychlosť její odezvy, uplatňuje se vlastní šum ap. Posuvu měřeného rozsahu se dosahuje kalibrovanými děliči. Běžným příslušenstvím jsou i souose sóndy, umožňující přesné měření na definovaných impedancích (např. 50, 75 Ω).

V poslední době se setkáváme i s aktivními sondami, jejichž přidězením k diodovému detektoru lze zmenšit vliv vstupní kapacity. Pro zajímavost je na obr. 67 naznačen princip aktivní sonda 1120 A. Vstupní impedance je asi 100 kΩ, kapacita 3 pF. Vstupními děliči může být impedance zvětšena až na 1 MΩ, vše vztázeno ke kmitočtu 100 MHz. Sonda je osazena hybridním zesilovačem s tranzistory FET na vstupech. Zesilovač je s hrotom sondy vázán kapacitně, stejně tak jeho výstup s propojovacím kabelem. Stejnosměrnou vazbu je však možno zavést přes odpor 100 kΩ do výstupního zesilovače, umístěného ve skřínce mimo sondu. V ss režimu je drift celého zapojení menší než ±0,2 mV/°C. Vnitřní šum sondy je asi 1,5 mV. Kmitočtový rozsah je v poloze přepínače st 1,5 kHz až 500 MHz, v ss poloze 0 až 500 MHz.

Vrátme se k obr. 66. U rozmitaných měření je třeba překryt široký dynamický rozsah bez přepínání citlivosti. Možné řešení vyplývá z pravé strany schématu. Bude-li signál odebíraný z referenčního zdroje nejprve logaritmován a teprve potom usměrněn, zlepší se značně linearita v oblasti malých úrovní signálů. Při strmosti logaritmické konverze např. 1 V/dek, se nelinearita detekce uplatňuje pouze v části nejnižší úrovnové dekády. Konverze současně umožňuje znázornit úroveň měřeného signálu v dB. Ve schématu jsou dva shodné zesilovače, jejichž výstupy lze spoletě podkládat ss složkou. Jeden zesilovač zpracovává měřený signál, druhý stejnosměrnou referenční úroveň, nastavitelnou potenciometrem. Na stínítku koincidenčního displeje je tak vytvářena měřená přenosová křivka a referenční úrovňová linie. Polohu linie vůči křivce lze libovolně upravovat potenciometrem P_1 , obě křivky lze posouvat ve vertikálním směru potenciometrem P_2 . Bude-li zisk obou zesilovačů regulován v přesném souběhu, je i při roztažení či komprezi zachována původní relace obou sledovaných průběhů.

K měření úrovně může být použit běžný digitální Vmetr. Při vhodném přizpůsobení k výstupu logaritmického převodníku je možná indikace přímo v dB, samozřejmě při

pomalém rozmitání. V opačné poloze přepínače je indikována úroveň, odpovídající poloze referenční stopy. Delogaritmováním měřeného signálu lze pak odvodit lineární měřítko, režim lin/log lze volit podle potřeby. Jednotlivé výstupy mohou být užity i externě.

Ke zlepšení přesnosti detekce se někdy používá modulovaný signál. Modulace moderních sweepérů je dobré možná prostřednictvím smyčky ALC.

Programovaná a automatizovaná měření

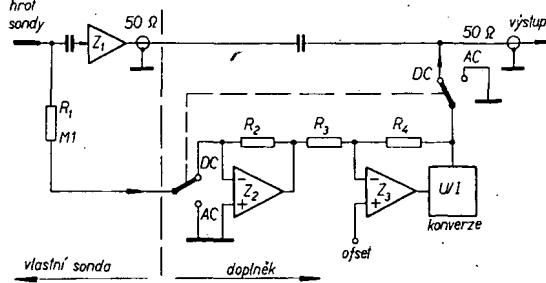
Měření přenosových funkcí kmitočtově rozmitaným signálem si udržela po několika desítek let prakticky neotřesitelné postavení. Ostrá konkurence se začala rysovat teprve asi před dvěma až třemi lety. Již dříve bylo zřejmé, že řadu funkcí lze kvalitně zajistit a hlavně ovládat digitální cestou. Některé metody, např. digitální syntéza, filtrace aj. se používaly i v praxi, většinou však pouze v úzkém aplikačním rozsahu. Již tehdy se uvažovalo o možnosti spolupráce přístrojů měřicí soustavy na vyšší úrovni. UKazovalo se, že většina rozhodujících obvodů v moderních přístrojích pracuje se značnou přesností, stabilitou, linearity atd., a že je většinou ovládána analogově, napěťově. Analogové funkce lze však ovládat převodníky D/A, analogové signály lze digitalizovat převodníky A/D ap. Nastupující rozvoj paměťových prvků dával tušit značné perspektivy. V té době byla v zahraničních časopisech řada úvah a prognóz, kam „to“ asi povede. Zvrát v situaci přivedl nevidaný rozmach malé a střední výpočetní techniky. Po řadě jednání vydala Mezinárodní elektrotechnická komise (IEC) soubor doporučení adresovaných světovým výrobcům pokud jde o technologické a filozofické stránky korespondenčního kanálu mezi jednotlivými přístroji a ovládacím zařízením. Bylo toho zapotřebí, protože některé firmy již začaly v této oblasti pracovat, každá podle svého systému.

IEC - bus (sběrnice) se ujal. Umožňuje součinnost až 15 přístrojů a jejich ovládání počítačem. Měřicí sestava může být vytvářena programově, může být obměnována, měření může být automatizováno atd.

IEC - bus

Jedná se o digitální sběrnici, umožňující korespondenci mezi zúčastněnými přístroji na jedné, vstupními a výstupními zařízeními na druhé straně. Bus se skládá ze tří samostatných, ale spolupracujících vícebitových sběrnic.

Databus je obousměrná sedmi nebo osmi-



Obr. 67. Blokové schéma aktivní sondy HP 1120A, DC-ss, AC-st)

bitová sběrnice, přenášející všechny vstupní i výstupní informace, adresy a data. Signál se po databusu přenáší v paralelním tvaru (všechny bity současně). Užívá se kód ASCI.

Druhých osm bitů tvoří jednosměrný tzv. řídící bus. Jeho prostřednictvím je řízena a kontrolována korespondence databusu. Pěti bitů se užívá k řízení systémových funkcí. Informaci o tom, zda se jedná o adresování přístroje nebo přenos dat, dává signál ATN (attention). Signál IFC (interface clear) vrací systém do počátečního stavu, SRQ (service request) a EOI (end or identify) jsou signály, umožňující přerušit program. Signálem REN (remote enable) jsou přístroje uváděny do programového režimu. Časový sled přenosu dat je řízen zbývajícími třemi bity. Jsou to signály DAV (data valid), NDAC (not data accept) a NFRD (not ready for data). Těmito signály je upravován takový režim přenosu, který vždy akceptuje nejpomalejší z přístrojů. Z časového hlediska toto řešení není jistě optimální, má však velkou výhodu v tom, že uživatel se o časový sled přenosu dat nemusí starat. Libovolná kombinace přístrojů s IEC-busem si tok dat řídí sama.

Výkonnost a účinnost měřicí sestavy, ovládané IEC-busem, samozřejmě není závislá pouze na počtu zúčastněných přístrojů. Závisí také na počtu funkcí, které mají být ovládány a na užití software. Z praktického hlediska je žádoucí, aby bylo sice měření co nejdokonalejší, aby však také bylo ovládání sestavy co nejjednodušší a uživatel se mohl soustředit především na vlastní měření. V poslední době lze sledovat postupný odklon od původní tendenze – výroby jednoúčelových přístrojů s IEC-busem. Objevují se rozsáhléji měřicí sestavy, vybavené vlastní, autonomní „inteligencí“. Té je dosahováno vestavěnou mikropočítacovou sestavou, řízenou mikroprocesorem. Sestavy bývají zaměřeny na určité obory měření. V autonomním režimu se dosahuje univerzálního využití přístrojů při přehledném ovládání. Data a ovládací signály se zavádějí prostřednictvím tlačítkového pole, výsledky indikují displeje. IEC-busem může být celá sestava navázána na rozsáhlější pracoviště. Pak může být programování radikálně zjednodušeno. K tomu přispívají i speciální stolní kalkulačky, alfanumerické i grafické displeje, magnetické štítky a kazety, zapisovače ap.

V zásadě spadají do kategorie dálkově ovládatelných a programovatelných zařízení i přístroje, které nejsou orientovány přímo na IEC-bus. (Patří sem např. již zmíněný syntezátor SSN, ovládaný v kódě BCD).

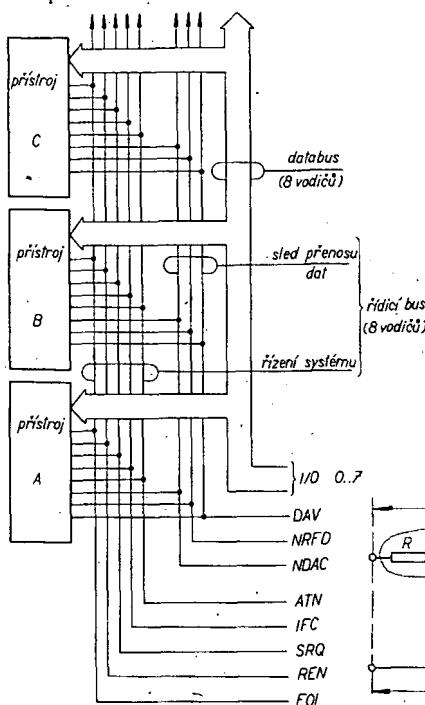
Vrátme se k využití sestavy vyššího rádu s IEC-busem. Jako typický příklad může být uvedeno pracoviště SMPU fy Rohde-Schwarz, určené pro měření přijímačů. Ovládání IEC-busu nevyžaduje specifický programovací jazyk. Konverzace je vedena

v kódu ASCII, programování spočívá v zadávání potřebných písmen a číslic. Stejně jsou vyjádřeny výsledky měření. Kompatibilita počítače s busem je zajišťována souborem speciálních povelů. Všechny ostatní příkazy (řízení sledu programu, zpracování měření...) mohou být vedeny v programovém jazyku užité počítačové sestavy. K SMPU je dodáván kalkulátor s displejem Tektronix 4051. Při programování SMPU je užito formy dialogu. Počítač volá všechna místa měřicí sestavy, registruje jednotlivá měření, výsledky předkládá ke kontrole. Tím je umožněna korekce programu, repetice se změněnými parametry ap.

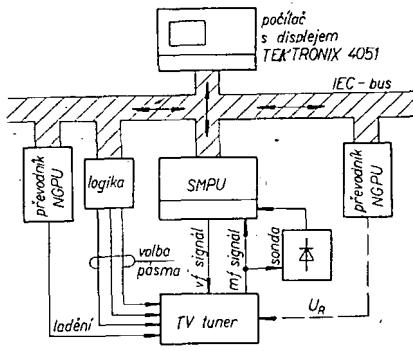
Dialog se rozvíjí na základě pevného programu. Uživatel při programování postupně odpovídá na dotazy počítače, čímž formuluje potřebný měřicí program. Užitý systém se označuje jako samozaváděcí – autoload. Činnost probíhá ve čtyřech fázích: 1. sestavení programu, 2. kontrola programu, 3. oprava jednotlivých parametrů, 4. start programu. Jednotlivé etapy jsou rozlišeny číselným kódem.

Po vyvolání první programové fáze a stisku tlačítka Return se počítač ptá na základní parametry sestavy (kmitočtová oblast, způsob modulace...). Po odpovědi následují dotazy na typ měření. Uživatel vždy odpovídá Ne, až narazí na svůj případ. Odpoví Ano a počítač žádá bližší detaily. Následující dotazy jsou na časový průběh měření. Povolen Stop může být program zastaven na příslušné adrese, povelom Return znova spuštěn. Po příkazu Warte následuje dotaz na dobu čekání, po které má cyklus pokračovat. Užití Sprung dochází k výpisu všech parametrů do libovolně zvoleného programového kroku. Dojde-li při programování k chybě, může být příkazem Neu příslušný krok opraven. Po ukončení programování příslušným tlačítkem je na displeji znova znázorněna hlavička měření.

Vyvoláním druhé fáze jsou na displeji znázorněny instrukce a data vložené do počítače. Zjistí-li obsluha chybu, může ji opravit přechodem do třetí programové fáze. Až je vše v pořádku, může být startem programu začájeno měření. Na displeji jsou potom znázorněny příslušné výsledky spolu s odpovídajícím textem. Je-li současně užito tiskárny, může být každé měření dokládáno měřicím protokolem.



Obr. 68. Organizace busu IEC



Obr. 69. Měření TV tuneru

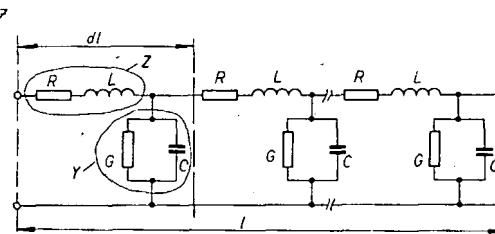
Pro představu o možnostech využití uvedeného pracoviště jediný příklad – automatické měření TV tuneru. Veškeré funkce, jako ladění vstupů, oscilátoru, regulace AGC i AFC jsou dnes u tunerů napěťově řízeny. Sestava SMPU je schopna překrýt celý TV rozsah. Generátor SMPU v sestavě podle obr. 69 může programově generovat kmitočty, příslušné jednotlivým kanálům. Volbu pásmá lze od IEC-busu odvodit jednoduchou logikou, převádějící povel počítače na stav spinaců. Přeladování tuneru zajímuje programovatelný převodník D/A. R & S dodává s IEC-busem kompatibilní napěťové a proudové zdroje NGPU. Tuner se tedy může ladit synchronně s přeladováním v frekvenci generátoru. Mezifrekvenční signál na výstupu tuneru je detekován a prostřednictvím SMPU digitalizována sejmouta charakteristika. Ke kmitočtové orientaci slouží čítač SMPU. Vedle protokolu o měření může displej indikovat i grafický průběh měřicí charakteristiky. Spolu s využitím druhého programovatelného převodníku lze u tuneru měřit zisk, regulaci, teplotní stabilitu, selektivitu, potlačení sousedních kanálů aj. Doba měření je závislá na rozsahu a hloubce analýzy jednotlivých funkcí. V [III-15] se uvádí, že pro měření v orzahu výstupní kontroly výrobky je asi 2 min.

Vf vedení, impedanční přizpůsobení

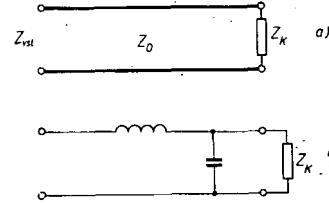
Když se vlnová délka signálu blíží rozměru součástí a vedení nebo je větší ($\lambda \gg l$) a je nutno uvažovat dobu šíření signálu, chovají se jednotlivé prvky jako obvody s rozloženými parametry. Tak je tomu nejen při zpracování a přenosu vf a vvf kmitočtů, ale i např. v telefonii (dlouhá vedení).

Uvažme vf vedení, propojující zdroj signálu se záťazi, spotřebičem. Pro určení prenosový režim je třeba definovat (a samozřejmě měřit) řadu vlastností sestavy, např. vliv Z_s , Z_0 , Z_k na výkonový či jiný přenos. Jednotlivé impedance jsou komplexní a nepostizitelně vypočítatelní metodami, obvyklými pro oblast soustředěných parametrů.

Vf vedení si představujeme jako elektrický obvod s rozloženými parametry, obr. 70. U homogenních vedení jsou parametry na diferenciální jednotku délky shodné. Pomocí imitancí Z , Y lze stanovit charakteristickou impedanci



Obr. 70. Náhradní schéma vf vedení



Obr. 71. Vliv záťaze na vstupní impedanci vedení: schematické znázornění (a), analogie bezzáťatového vedení (b)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{Y + j\omega C}} \quad (33);$$

která je komplexního charakteru, kmitočtově závislá. Často se pro zjednodušení uvažuje bezzáťatové vedení. Jako takové se přibližně chová i relativně krátké vedení. Vyložením útlumu vedení (prvky R , G) se Z_0 stává reálné, kmitočtově nezávislé. Vlnový odpór

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Na krátkém vedení lze zjednodušeně demonstrovat tři charakteristické závislosti vstupní impedance vedení Z_{st} jako funkce záťazovací impedance Z_k , viz obr. 71:

- a) při $Z_k \rightarrow 0$ se neplatí vedení příčné kapacita (obr. 71b); Z_{st} má indukční charakter. (Mezním případem je vedení nakrátko);
- b) Při $Z_k \rightarrow \infty$ se uplatňuje především vliv příčné kapacity; Z_{st} má charakter kapacitní. (Mezním případem je vedení na prázdroj);
- c) při $Z_k = Z_0$ je vedení přizpůsobené, vlivy imaginárních složek se kompenzují; Z_{st} je reálného charakteru.

Toto rozdělení je nepřesné. U skutečných vedení je nutno uvažovat poměr elektrické délky vedení k vlnové délce signálu, laděné úseky ap. Nicméně, při uvážení komplexního charakteru jednotlivých imitancí vidíme, že dosáhnout jistého stupně přizpůsobení lze pouze v omezeném kmitočtovém rozsahu a že zpětně mimo přizpůsobení lze hodnotit konkrétní imitanci zkoumaného obvodu a její různé závislosti.

Při $Z_k = Z_0$ se signál formou přímé vlny šíří k záťazi, kde odevzdává svoji energii. Při $Z_k \neq Z_0$ se jistá část této energie na konci vedení odraží a vraci zpět k zdroji. Vznikají známé stojaté vlny, tvořené algebraickým součtem přímého a odraženého signálu.

U bezzáťatového vedení lze určit poměr stojatých vln v libovolném úseku vedení jako poměr maximální a minimální vzniklé superpozice,

$$S = \left| \frac{U_{max}}{U_{min}} \right| = \left| \frac{I_{max}}{I_{min}} \right|.$$

U běžných vedení komplikuje hodnocení útlum kabelu.

Častěji se vychází z hodnocení poměru přímého a odraženého signálu. Ze signálových nebo impedančních poměrů lze stanovit součinitel odrazu

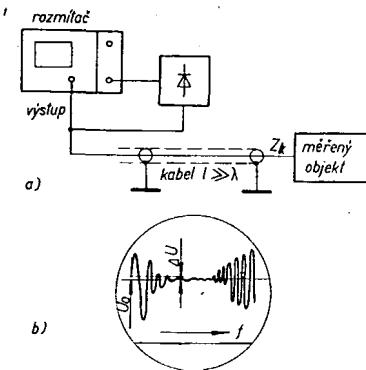
$$r = \frac{u_z}{u_p} = \frac{i_z}{i_p} = |r| e^{j\varphi} = \frac{z_k - z_0}{z_k + z_0} \quad (34),$$

který je komplexní. Vyjádřeno v absolutní hodnotě

$$\rho = |r| = \frac{Z - 1}{Z + 1}, \quad Z = \frac{Z_k}{Z_0} \quad (35).$$

Při dokonalém přizpůsobení $\rho = 0$. Jiným absolutním měřítkem přizpůsobení je součinitel přizpůsobení m . Mezi S , ρ , m existují jednoduché převodní vztahy.

Přizpůsobení lze měřit rozmitáčem. Tím jsou i do této oblasti přesouvány výhody rozmitaných měření.



Obr. 72. Měření s reflektometrickým kabelem (b - průběh na displeji)

Nejnájemší měřicí metoda je založena na užití reflektometrického kabelu. Dlouhý kabel ($l \gg \lambda$) se připojí na výstup rozmitáče a na konci se zatíže impedancí Z_k (obr. 72). Označme-li signál přímé vlny na vstupu vedení jako $u_p = U \sin \omega t$, potom odraženou (zpětnou) vlnu ve stejném místě lze popsat jako $u_b = U_0 e^{-2a\omega} \sin(\omega t + \tau)$, kde τ je doba zpoždění (průchod signálu na konec vedení a zpět). $2a\omega$ určuje útlum kabelu pro odražený signál; a se udává v Np. Sonda, zapojená na výstup rozmitáče, detekuje superpozici přímé a odražené vlny. Při velkém zdvihu rozmitání bude na displeji průběh podobný obr. 72b. Oblast, v níž zvlněný impulsní průběh přechází do sinusového spolu s výrazným zmenšením amplitudy, je typická pro přizpůsobení. Pro jeho přesnéji posouzení může být úpravou zdvihu a zisku křivka na stíniku roztažena. Bude-li $\rho < 10\%$, může být superpozice přímé a odražené vlny popsána jako

$$\Delta u = U_0 e^{-2a\omega} \cos \omega t.$$

Perioda zvlnění křivky (interval odstupu minim či maxim na kmitočtové ose) je určena

rovností $\Delta f = \frac{1}{\tau}$, protože $\cos 2\pi = 1$. Pro tento interval lze psát vzhledem k detekovanému signálu (obr. 72b) $\rho = \frac{\Delta u}{U} e^{2a\omega}$, nebo

$$\rho = \frac{\Delta u}{U} 10^{\frac{2a}{20}},$$

je-li znám útlum kabelu a v dB. Nedostatkem metody je velmi malý rozkmit Δu v oblasti přibližného přizpůsobení, ztěžující přesné čtení ze stínítka. Při užití citlivého úrovňového displeje (dB) určíme absolutní poměr Δu rovnice

$$\frac{\Delta u}{U} = 10^{\frac{\Delta u[\text{dB}]}{20}},$$

krok 1 dB odpovídá $\rho = 12\%$ při nulovém útlumu kabelu. Stejně hodnoty bude dosaženo při naměřeném odstupu 0,5 dB, bude-li $2a = 6\text{ dB}$, což se blíží praktické situaci. Podíl útlumu kabelu, který je kmitočtově závislý, na vyjádření činitele odrazu, je druhým nedostatkem metody. V souhrnu je obtížné měřit činitele ρ v rozsahu většinou než 2 až 10 %. Přesnost je částečně zlepšována sledováním intervalu několika maxim, spadajících do přizpůsobované oblasti. Podobně se určuje neznámá délka vedení, podle polohy minima se nastavují přizpůsobovací nebo symetrisační vedení aj. Reflektometrické metody se užívají až do rozsahu 1 GHz.

Stále častěji se, nejen u impedančních měření, užívají směrových vazebních článků. Jejich velkou předností je možnost směrového využívání signálu. V podstatě se jedná o vedení, významná mezi sebou tak, aby signál, přivedený na vstupní svorku 1 (obr. 73a) byl vedením propojen přímo se zatěží na svorce 2. Přímá i odražená vlna se tedy šíří jako na běžném vedení. Výstup na svorku 4 je však

směrový, vyvazuje energetický podíl signálu, odražený od zatěže. Článek má v určitém kmitočtovém pásmu pro přímý signál prakticky konstantní útlum, např. 3 dB. Výstup 3 se zatěžuje absorpním odporem R_a , rozptylujícím polovinu výkonu v zdroje. Impedance směrového článku samozřejmě musí odpovídat impedanci zdroje a měřeného objektu. Princip lepě vysvítí z obr. 73b.

Sledujme využití vazebního člena k měření činitele odrazu. K vyvázání odražené vlny slouží svorka 4. Opět je vhodný displej s úrovňovým měřítkem (dB). Při rozpojeném měřicím výstupu je zpětný útlum 0 dB, což umožňuje kalibraci. Po připojení může být změřen zpětný útlum a , [dB], např. využitím úrovňové linie koincidenčního displeje. Činitel odrazu

$$\rho [\%] = 10^{\frac{40 - a}{20}}.$$

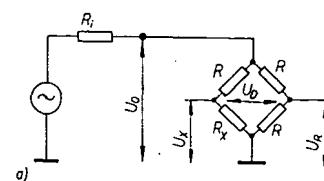
U směrových článků se dosahuje izolace přenosu v nezádoucím směru lepší než 40 dB. Měření jsou relativně přesná, umožňují zjistit ρ kolem 1 %. Nedostatkem je poměrná selektivnost vazebních členů, omezuje měření na rozsah o málo větší, než kmitočtová okta. Širokopásmovější aplikace jsou proto možné především ve vyšších kmitočtových oblastech.

Kompromis mezi parametry, kmitočtovým rozsahem a cenou tvoří reflektometrické můstky. Umožňují přesná a širokopásmová měření i v oblasti relativně nízkých kmitočtů (<1 MHz). Zjednodušeně mohou být přirovnány k Wheatstoneovu můstku, v němž zatěžovací impedance tvoří část jedné jeho větve. Napětí U_b vyjadřuje míru využívání můstku, čili přizpůsobení obvodu. Uvažujme nejprve jednotlivé obvodové prvky jako reálné. Pro zapojení obr. 74a je

$$U_b = \frac{U_0}{2} \rho, \quad \rho = \left| \frac{R_x - R}{R_x + R} \right| \quad (36).$$

Vztahy platí pro konstantní U_0 . Toto napětí se však mění s rozvážením můstku, protože R_x ovlivňuje jeho vstupní odpor. Při užití regulační smyčky se může U_b blížit konstantě. Z hlediska zatěže pak může být odvozeno náhradní schéma, v němž je přes vnitřní odpory můstku R_i a dlouhý kabel napojena vlastní zatěž R_x .

Jednotlivé impedance kromě R jsou ve skutečnosti komplexního charakteru, podobně jako svorková napětí. Poměry na můstku jsou závislé na charakteru zatěže. Situaci názorně přirovnává G. Ebersberger v [III-17] ke komplexním poměrům na klasickém článku RL nebo RC (obr. 75). V mezním případě, při čistě imaginárním charakteru zatěže (L nebo C), kterému na



Obr. 74. Reflektometrické můstky: princip (a), pohled ze strany zatěže (b), můstek s úhlopříčkou s malou impedancí (c)

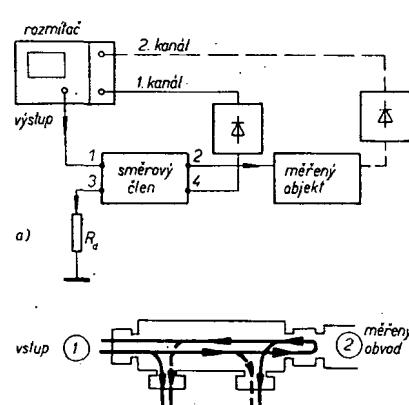
můstku odpovídá výstup měřicího kabelu naprázdno, se vektor U_b pohybuje po kružnici o průměru U_0 (na obr. 75b čárkován). Jeho amplituda je konstantní, úhel se mění podle charakteru zatěže (L , C), tedy podle délky kabelu vzhledem k vlnové délce měřeného signálu. Detekční sonda snímá absolutní hodnotu U_b , která je v tomto případě rovna U_b . Činitel odrazu z (36) je tedy 100 %, zpětný útlum 0 dB.

Bude-li zatěž tvořena reálnou i imaginární složkou, mění se U_b v závislosti na imaginární složce znova od nuly do určitého maxima, nedosahne však mezni velikosti U_b , ale

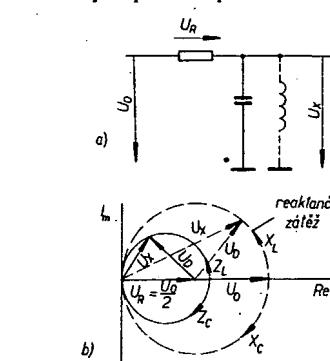
$$\frac{R_x}{R_x + R}.$$

Koncový bod vektoru U_b opisuje kružnici o jiném, menším průměru, proto se mění velikost U_b . Pro zkrat na výstupu je situace stejná jako při jalové zatěži – průměr kruhu, se blíží k U_0 , U_b se blíží k $\frac{U_0}{2}$. Přibližného vykompenzování se dosáhne přizpůsobením zatěže $R_x = R_i$, potom je můstek vyvážen, $U_b = U_0$, tedy $U_b = 0$.

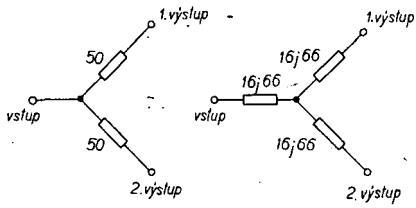
Určitým problémem je jak požadavek regulace $U_b \rightarrow k$ z hlediska připojení můstku k běžnému rozmitáci, tak nutnost použít symetrickou měřicí sondu s velkou impedanci. U Polyskopu IV se používá můstek podle



Obr. 73. Směrový vazební člen: využití směrového vazebního člena při reflektometrickém měření (a), princip vazebního a směrového jevu (b)



Obr. 75. K poměrům na reflektometrickém můstku z hlediska zatěže: zjednodušené srovnání komplexních poměrů na můstku (a), grafické znázornění (b)



Obr. 76. Základní varianty děliců (podle způsobu zapojení mají rozdílné vlastnosti. Činitele odrazu i útlumu se vyjadřují parametry S)

obr. 74c, napájený přímo výstupem sweepera. Výstupní napětí $U_o = \frac{U_A}{8} \rho$ je o 6 dB menší než u předchozí varianty. Výhodou je možnost připojit měřicí sondu přes symetrický člen.

Přesnost všech tří metod je založena na předpokladu, že měřená impedance se chová jako pasivní. Rozmitáč s několika měřicími vstupy umožňuje měřit současně přízpusobení i přenos. Průchozí signál čtyřpolu, u něhož se sleduje přízpusobení vstupní impedance, může být zpracován druhým měřicím kanálem (obr. 73).

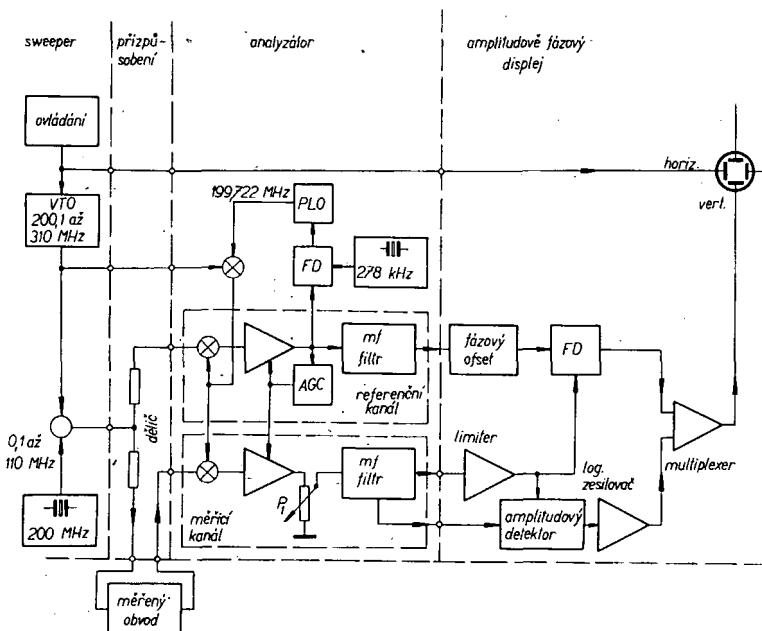
Pro další potřebu si všimneme ještě výkonových rozbočníků (power splitters). Jsou to jednoduché 2 nebo 3 odporové články, umožňující širokopásmové rozbočení signálu do dvou kanálů, obvykle měřicího a referenčního. Přitom se nesní signálně výrazněji ovlivňovat (přenos, přízpusobení). Splittery jsou pasivní, mají určitý útlum – většinou

$$\frac{P_{vys}}{P_{vst}} = -6 \text{ dB} \text{ (obr. 76).}$$

Analyzátor komplexních přenosových a imitančních parametrů

Rozmitáče s příslušnými doplňky dovolují měřit absolutní hodnoty přenosu či imitance v závislosti na kmitočtu. K přesnému určení vlastnosti a chování objektu v určité kmitočtové oblasti nemusí tato informace vždy postačit. Často je třeba znát také příslušný fázový úhel u přenosových měření; obdobnou informaci při imitančních měřeních poskytuje znalost reálné a imaginární složky.

Základním problémem je vyhodnocení naznačené dvojice parametrů. Klasické detekce reagující na absolutní hodnotu (modul) přenosu použít nelze. Kompleknní měření jsou vždy poměrová – srovnávají se amplituda a fáze měřeného a referenčního signálu. Je celkem lhostejně (až na vyhodnocení), jestli měřený signál průchozí či odražený. V obou případech musí být vhodně vyvázaný měřená i referenční složka. Právě zde se uplatňují splittery, směrové články a můstky. Je dále logické, že měřit fázové poměry v oblasti vyšších kmitočtů přímo je prakticky nemožné. Měřený i referenční signál jsou vždy kmitočtově konvertovány směrem dolů, do oblasti asi desítek až stovek kHz. Princip můžeme přirovnat k činnosti směšovacího přijímače, laděného v souběhu se sweepem. Mezifrekvenční signál však musí na rozdíl od běžného přijímače obsahovat původní amplitudové i fázové vztahy měřicího a referenčního signálu. K tomu se užívají synchronní směšovače, oscilační injekce se odvozuje od smyčky fázového závěsu ap. Odstup s/s na vstupech amplitudového a fázového detektoru zlepšuje selektivitu filtrů.



Obr. 77. Blokové schéma analyzátoru HP 8407A s displejem 8412A

Princip komplexního analyzátoru si ukážeme nejlépe přímo na schématu (obr. 77) továrního výrobku HP 8407A. Jako zdroj rozmitaného signálu slouží sweeper 8601A. Analyzátor tvoří základní část sestavy, u níž může být obměnoven způsob grafického znázornění výsledků formou výmenných zásuvek. Při vložení displeje 8412A je simulánně znázorněna přenosová amplitudová a fázová charakteristika. Polárního displeje 8414A se užívá ke znázornění imitančních parametrů.

Zde budeme uvažovat pouze sestavu s displejem 8412A. Rozmitaný výstupní signál je splitterem rozbočen do dvou složek. Jeden signál je veden do referenčního, druhý do měřicího kanálu analyzátoru. Vazebními členy je upravován vztah obou signálů s ohledem na způsob měření. V každém případě je signál zaváděný na vstup měřicího kanálu ovlivněn měřeným objektem.

Na obr. 78 je bez vztahu k uvažovanému systému naznačena možnost využívání referenčního, průchozího i odraženého signálu trojici směrových vazebních členů. Volba přenosový/reflexního režimu je ovlivněna přepínačem. Při užití přepínačů diod lze režim měnit v sekvenčním sledu.

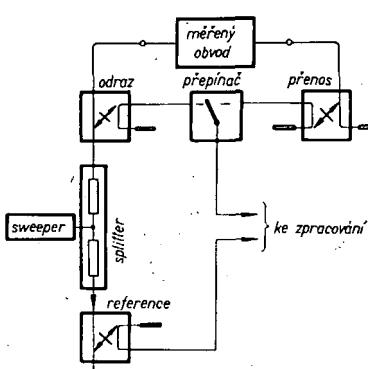
Sweeper 8601 A může být rozmitán v rozsahu 0,1 až 110 MHz. Přímý zdroj, VTO, je přitom synchronně rozložován s odstupem 200 MHz. Jeho rozsah přeladění je tedy 200,1 až 310 MHz.

Signály na vstupech obou kanálů jsou směšovány se signálem o 278 kHz vyšším, než jaký má měřený signál. Mf kmitočet je

proto vždy 278 kHz. Ke směšování se užívá 200 MHz ofsetu VTO. Pro zachování fázových poměrů na výstupech směšovačů je užito smyčky AFS v obvodu místního oscilátoru. Fázový detektor porovnává posuv mezi signálem krystalového oscilátoru, definujícím mf kmitočet, a ovlaďanou veličinou, signálem mf kmitočtu na výstupu referenčního směšovače. Protože ofset mezi výstupem referenčního signálu (např. 100 MHz) a VTO (300 MHz) je vždy 200 MHz, musí být výstup oscilátoru fázového závesu, sloužící jako injekce synchronních směšovačů, roven 200 MHz – 278 kHz = 199,722 MHz. Selektivita mf filtrů spolu s vlastnostmi užitých detektorů určuje potlačení vstupního šumu o asi 40 dB vůči klasické, širokopásmové detekci. Regulaci zisku obou kanálů je udržována, konstantní úroveň referenčního mf signálu při zachování původních relací obou kanálů.

Za mf filtry následují příslušné detekční obvody. Ty se nacházejí již v displejových jednotkách. Uvažujme zpracování signálu pro displej 8412A. Měřicí mf signál je co do amplitudy a fáze ovlivněn průchodem měřeného objektem. Obojí jednoznačně postihuje vztah vůči referenčnímu signálu. Relativně nízkého mf kmitočtu je s výhodou užito k amplitudové detekci spinacím detektorem. Tak lze dosáhnout velké linearity. Nf signál je upraven logaritmickým převodníkem do úrovněho měřítka a přes multiplexer přiváděn na vstup Y rozkladu displeje. Definovaného fázového ofsetu mezi referenčním a měřicím mf signálem je plně užito při zpracování fázové charakteristiky. Fázový detektor pracuje na principu popsáneném v kap. II. Stabilní mf kmitočet navzdory rozmitanému měření celé řešení značně zjednoduší. Vyhodnocuje se posuv mezi průchody referenčního a měřeného signálu nulovou úrovní. Fázový ofset obou signálů je možno upravovat nepřímou cestou, amplitudovým posuvem referenze na vstupu detektoru. Pro zajištění stability je užito zpětnovazební regulace. Výstup fázového detektoru je opět veden na multiplexer, proto lze zobrazit přenosové amplitudové či fázové charakteristiky, popř. obě současně. Úrovního dynamického rozsahu analyzátoru je 80 dB, mezní rozlišení 0,05 dB. Fázový rozsah je $\pm 180^\circ$, rozlišení 0,2°.

Zamyslíme-li se nad způsobem zobrazení, bylo by jistě užitečné, kdyby i kmitočtová osa mohla být kalibrována v log. měřítku. Potom by vzájemná



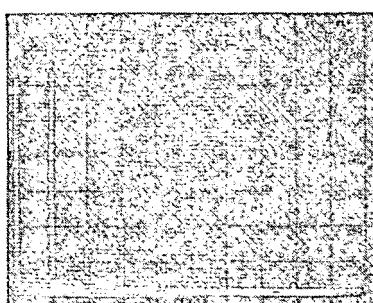
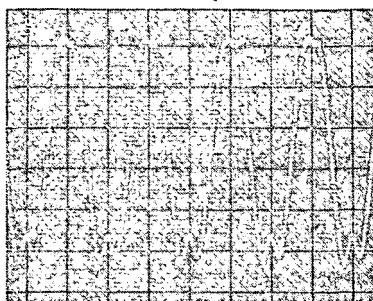
Obr. 78. Náznak souběžného „vyvázání“ referenčního přenosového a odraženého signálu

korespondence A, q v pravoúhlých souřadnicích pro velké závity ideálně navazovala na kritéria stability podle Bodeho. Této možnosti se využívá v většině současných výrobků.

IV. Spektrální analyzátory

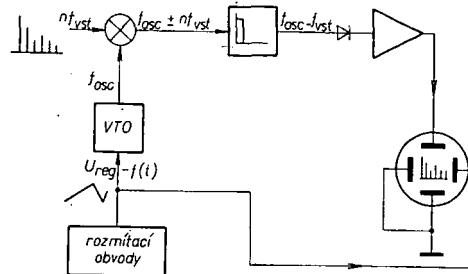
Na řadu problémů je vhodnější pohled z jiného hlediska, než jaké jsme dosud zaujímali. Myslím, že dobrou představu je možno získat z úvodních kapitol. Uvedme názorný příklad: budeme chtít vyšetřovat správnost činnosti oscilátoru přijímače. Víme, že pro minimální obsah nežádoucích směšovacích produktů, kmitočtovou stabilitu ap. je vhodným kritériem minimální zkreslení oscilačního signálu. Nejběžnějším postupem je dosud sledování časového rozvoje signálu osciloskopem. Pro přesnější práci je nutno měřit podél vyšších harmonických selektivním voltmetretem. To je možné při určitém kmitočtu. Podobně při měření zkreslení zesilovače zjišťujeme amplitudy harmonických při určitém kmitočtu a režimu zesilovače. Jakákoli změna vyžaduje opakovat celé měření. Uvažime-li vlivy obvodových nelinearit, vidíme, že diskrétní měřící metody jsou časově náročné.

Při těchto měřeních vlastně vyšetřujeme amplitudy spektrálních složek periodického impulsního signálu. Spektrální analyzátory tuto činnost automatizují, výsledky jsou graficky znázorněny rovinutím podle kmitočtové osy displeje. Kvalitativní rozdíl v obou rovinách ilustrují obr. 79a, b. Tak lze měřit řadu dalších, jinak těžko postižitelných parametrů, jako vnitřní šum, kmitočtový drift,

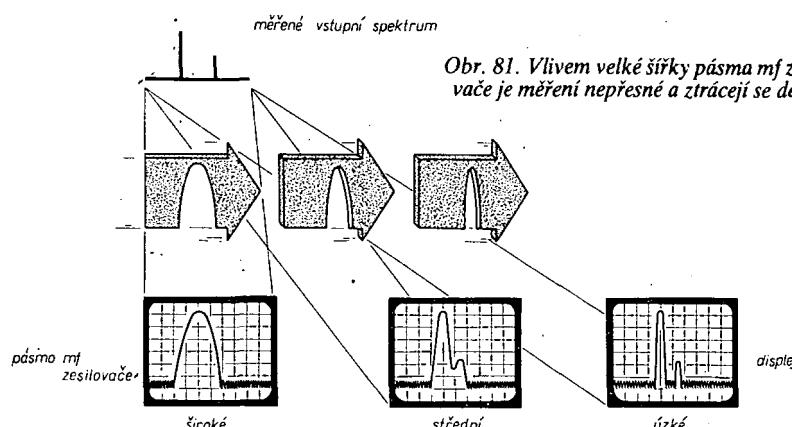


Obr. 79.

Obr. 80. Princip spektrálního analyzátoru



Obr. 81. Vlivem velké šírky pásma mf zesilovače je měření nepřesné a ztrácejí se detaily



parazitní oscilace oscilátorů a zesilovačů, ale i nelineární obvody, viz např. modulátory, směšovače, detektory. Na obr. 79c je pro ukázkou znázorněno spektrum 300 MHz signálu, amplitudově modulovaného kmitočtem 10 kHz, hloubka modulace 80 %. Spektrální čáry na stínítku jsou kalibrovány s odstupem 10 kHz. Je jasné vidět harmonické zkreslení na parazitní modulaci FM (postranní pásma nejsou symetrická).

V podobných ukázkách by bylo možno dlouho pokračovat, výhody automatizovaného spektrálního měření však jsou zcela zřejmé. Navíc kombinací s přístroji, popisovanými v předchozích kapitolách, vzniká pracoviště, umožňující rychle a přesně postihovat vzájemné návaznosti mezi kmitočtovou a časovou rovinou, operativně volit optimální měřicí metody. Nás však zajímá jiná otázka: Jaký je princip spektrálního analyzátoru?

Jedná se vlastně o laditelný směšovací přijímač (selektivní voltmetr), doplněný obvody automatického přeřadování (rozmitání) a grafického znázornění výsledků (obr. 80). Měřený periodický signál, tvořený lineární superpozici harmonických složek mf_{vst} , se směšuje s harmonickým signálem f_{osc} z VTO, rozmitaným synchronně s horizontálním rozkladem displeje. Na výstupu směšovače se v závislosti na spektrálním obsahu měřeného signálu objevují složky

$$f_{\text{vst}} = f_{\text{osc}} \pm mf_{\text{vst}} \quad (m = 1, 2, 3, \dots, x)$$

Zařadíme-li na výstup směšovače ideální dolní kmitočtovou propust o šířce pásma blížící se k nule, naměříme na jejím výstupu nějaký signál pouze tehdy, bude-li $f_{\text{osc}} = f_{\text{vst}}$. Protože VTO může být rozmitán v širokém rozsahu, dochází k této situaci postupně při kmitočtech, odpovídajících jednotlivým harmonickým složkám měřeného signálu. Jednotlivé spektrální čáry jsou během rozmitacího cyklu znázorněny na displeji. Princip je tedy opět jednoduchý, praxe podstatně složitější. Abi měření bylo přesné, musí být lineární nejen rozmitání (poloha spektrálních čar), ale také přenos selektivního přijímače (amplitud čar). Musí být dokonale potlačeny nežádoucí směšovací produkty, aby nebyly indikovány falešné signály. Extrémní požadavky jsou na stabilitu a minimální fázový šum oscilátoru. Jedním z největších problémů je selektivita, již je třeba v mf kanálu dosáhnout. Je logické, že např. ideální dolní propust, jakou jsme uvažovali, není možno realizovat. Odstoupit od poža-

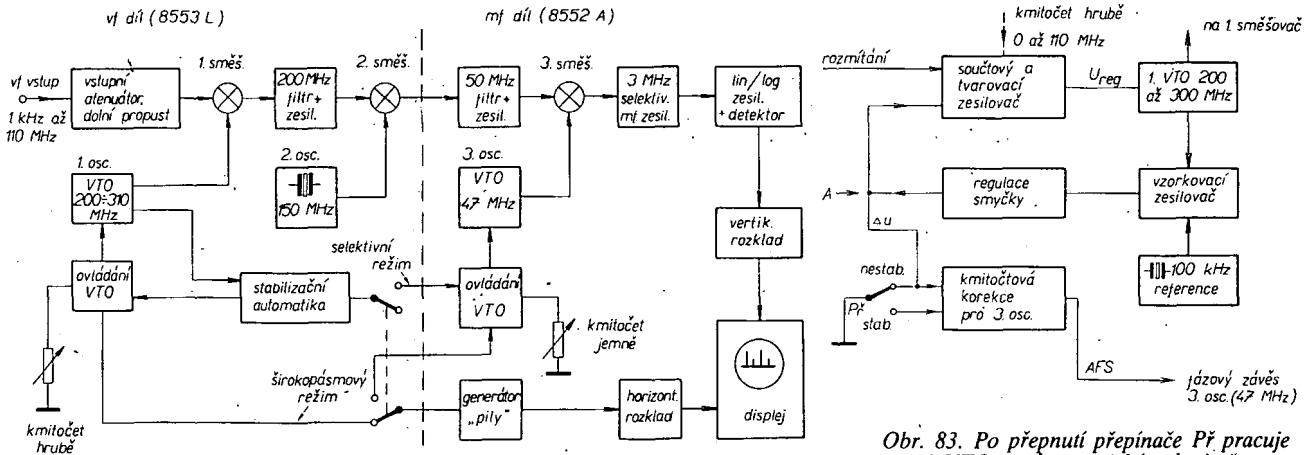
davku jakostní propusti by znamenalo zhoršit rozlišovací schopnost měření. Uplatňují se i cínitele, jimž jsme se zabývali v jiných souvisech. Koncepte spektrálních analyzátorů se mění podle kmitočtového oboru, pro který jsou určeny atd.

Selektivita mf zesilovače musí být řešena společně s požadavkem širokého rozsahu přeladění a vysokého potlačení nežádoucích směšovacích produktů. Vše je, zvláště u vf analyzátorů, řešeno vícenásobnou kmitočtovou konverzí. První směšovač obvykle kmitočtově konverte vstupní signál směrem nahoru. To je výhodné z hlediska účinnosti technicky dosažitelné selektivity prvního mf filtru (potlačení nežádoucích produktů). Protože je nutná i velká absolutní selektivita (rozlišení spektrálních čar), konverte se signál znova dolů, do oblasti relativně nízkých kmitočt ($B = \frac{f_0}{Q}$). Selektivita je ovládána řízením šírky pásma druhého mf zesilovače. Vliv vícenásobné konverze a odpovídajícího zlepšování selektivity je často přirovnáván k záznamu ostrých detailů přes pohybivé okénko, obr. 81. Cím užší okénko, tím více detailů je rozlišeno.

Místo dlouhých rozborů si opět uvedme orientační ukázky konstrukcí, vybrané tak, aby v souhrnu postihly podstatné problémy a jejich řešení.

Příklad řešení vf analyzátoru

Sestava HP 8553 L (vf díl) a 8552 A (mf díl) s vhodným displejem je určena pro rozsah 1 kHz až 110 MHz. Měřený signál se zavádí přes vstupní attenuátor a dolní propust (0 až 110 MHz) na první směšovač, obr. 82. Směšováním s rozmitaným signálem VTO₁ 200 až 310 MHz je vytvářen první „vzorek“ signálu o kmitočtu 200 MHz. Po průchodu filtrem (potlačení vysokých směšovacích produktů) a zesílení se signál znova směšuje, tentokrát se signálem krystalového oscilátoru 150 MHz. Směšovací produkt 50 MHz se zavádí do mf dílu. Zde opět prochází selektivním filtrem. Po zesílení je signál směšován potřetí, konečný mf kmitočet je 3 MHz. Třetí



Obr. 82. Blokové schéma spektrálního analyzátoru s trojnásobnou kmitočtovou konverzí

oscilátor pracuje v základním, širokopásmovém režimu analyzátoru na kmitočtu 47 MHz. Mf zesilovač má velký, nastavitelný a kalibratelný zisk a selektivitu. Úrovnový mód se upravuje (lin/log) před vlastní detekcí. Princip jsme již popsali (obr. 41). Detektovaný signál je zpracován vstupem Y displeje.

Trojnásobná kmitočtová konverze je vhodná také k úpravě režimů analyzátoru. Na druhé straně může zavádět negativní vlivy – vlastní směšovací produkty, fázový šum, kmitočtové nestabilita a drifty, ty musí být maximálně potlačeny. Prvním opatřením je pečlivá volba jednotlivých oscilačních kmitočtů vzhledem k měřicímu rozsahu.

Pro širokopásmovou analýzu (50 kHz/dílek až 10 MHz/dílek) se využívá rozmitání prvního VTO. Selektivní analýze slouží rozmitání třetího oscilátoru (200 Hz/dílek ... 10 kHz/dílek).

První VTO je zapojen podobně jako VTO na obr. 56. Má malý vnitřní šum a dobrou stabilitu. Ovládací napětí je zpracováno OZ s malým šumem. Nelineární síť je prvočerpána linearita rozmitací charakteristiky. Stabilitou vyhovuje VTO při selektivitách mf filtru až asi do 1 kHz. Jinak se užívá fázového závesu prvního VTO s referenčním signálem 100 kHz (obr. 83). V tomto, stabilizovaném režimu, je v činnosti AFS smyčka. Ovládací zesilovač posouvá kmitočet VTO, až dosáhne přesně nejbližší harmonické referenční signálu 100 kHz. V bodu A je pak vzhledem k nestabilizovanému režimu určité chyběné napětí Δu , proporcionalní zavedenému kmitočtovému ofsetu. Toto napětí se jako kompenzační zavádí na VTO 47 MHz, kde způsobí odpovídající kmitočtový posuv. Proto se poloha stopy na displeji při přechodu do stabilizovaného režimu nezmění. Stabilizace se užívá pouze při selektivní analýze, kdy je rozmitán třetí oscilátor a první pracuje na pevném kmitočtu (v závesu na referenčním signálu 100 kHz).

Vlastní selektivita je soustředěna v posledním mf zesilovači. Může být voleno devět kalibrovávaných šírek pásma, definovaných řadou krytalových filtrů LC. Jejich volba se ovládá diodovými spínači a jazyčkovými relémi. Nejširší pásmo je určeno pevným filtrem 300 kHz na vstupu. Filtry LC se dále používají pro šírky pásma 100, 30 a 10 kHz. Jeden takový typický stupeň je na obr. 84. Zpětnovazební síť zesilovače kompenzuje vlastní ztrátu obvodu LC a činí jej zdánlivě ideálním. Proto zisk v rezonanci je téměř nezávislý na nastavené šířce pásma. Šírka pásma se ovládá změnou vstupního odporu zdroje signálu.

U tří krytalových filtrů (obr. 85) s velkým Q je užito kaskády zesilovačů s nepatrnou výstupní impedancí. Zisk v rezonanci je opět nezávislý na šířce pásma. Napěťový zesilovač se ziskem 1 kompenzuje paralelní kapacitu krystalu. Šírka pásma se ovládá změnou R; celkovou šírku pásma pro třistupňový krytalový filtr lze nastavit v mezech 3 kHz až 50 Hz.

Zisk mf zesilovače je ovládán a stabilizován zpětnovazební smyčkou.

Jednoznačnost měření, spojená s potřebou správného nastavení jednotlivých funkčních celků vzhledem k režimu spektrální analýzy je dosud určitým problémem (namátkou – vztah mezi kmitočtovým oborem, rychlostí analýzy – rozmitání – a šírkou pásma mf kanálu). Nakonec ani např. analogová řešení konverze do nelineárních souřadnic (kmitočet, dB) není v hledisku stability a vzájemných prevodů ideální. Současná doba je ve znamení nástupu mikroprocesorů a mikropočítacích souborů také do této oblasti. Jednu z prvních aplikací představuje zásuvka spektrálního analyzátoru 7L5, vybavená mikroprocesorem a určená pro známou řadu osciloskopů Tektronix 7000.

Mikroprocesory se používají jak pro ovládání a vzájemnou koordinaci jednotlivých bloků, tak zvláště pro vzájemné převody měřitek (lin, dB, dBm). Měřicí kmitočet je odvozován kmitočtovou syntézou a indikován v poloze, intenzifikované na stínítku jasovým bodem, šestimístným číslem.

Kmitočtové přelaďování není spojité, probíhá v krocích po 10 kHz nebo 250 Hz. Digitálně indikovaný je ještě referenční úroveň (lin/log), šírka pásma a kmitočtový zdvih – vše na horním okraji stínítka. Rychlost rozmitání jako funkce kmitočtového zdvihu může být upravována automaticky. Pomocí vnitřní paměti mohou být realizována srovnávací měření.

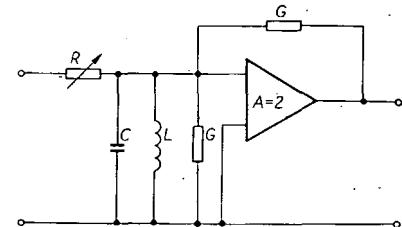
Zde stojí mikropočítáče teprve na prahu svého uplatnění. Protože se touto problematikou nemůžeme podrobně zabývat, vybral jsem alespoň jako ukázkou nf analyzátor HP 3580A, který používá pro spektrální analýzu v něm řadu paměti RAM.

Příklad řešení nf analyzátoru

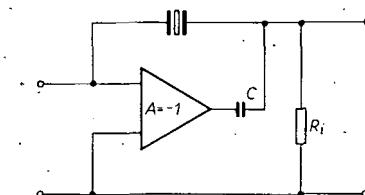
Analyzátor je určen pro rozsah 5 Hz až 50 kHz. Je myslím zajímavé sledovat, jak se jeho konstrukcí vyrovnali s problémem potřebné selektivity, rozmitáním, displejem ap. Na řadu problémů jsme si již vytvořili názor v kapitole, věnované nf rozmitáním. Uvedený analyzátor se významně uplatňuje zvláště ve fyzikálních měřeních – mechanika, vibrace, akustika ...

Minimální šírka pásma je 1 (!) Hz při šumové úrovni menší než 30 nV. Na rozdíl od

Obr. 83. Po přepnutí přepínače Př pracuje první VTO na harmonickém kmitočtu referenčního signálu 100 kHz. Kmitočtová odchylna se přenáší na VTO 47 MHz



Obr. 84. Filtry LC se používají pro šírky pásma 100, 30 a 10 kHz mf zesilovače 3 MHz. Zpětnovazební zesilovač kompenzuje ztráty rezonančního obvodu, vyjádřené ve schématu vodivostí G

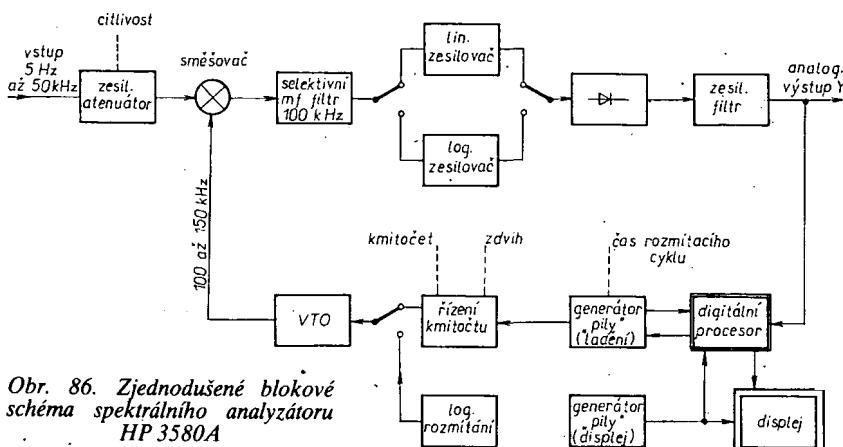


Obr. 85. Krytalové filtry se používají pro šírky pásma 3, 1, 0, 3, 0,1 kHz a 50 Hz. Zesilovač „vyvažuje“ paralelní kapacitu složku krystalu

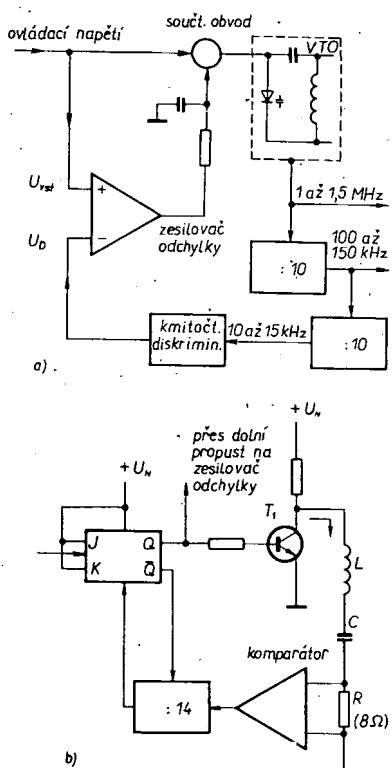
nejčastějších řešení s paměťovou obrazovkou užívá 3580 A ke zobrazení výsledků pomaloběžného rozmitání digitální paměti. To dovoluje řadu zajímavých pracovních režimů.

Blokové schéma analogové části je na obr. 86. Základní oscilátor VTO pracuje v rozsahu 1 až 1,5 MHz, jeho signál je kmitočtově dělen deseti. Tím je dělena i kmitočtová nestabilita a vnitřní šum oscilátoru. Extrémní požadavkům na linearitu rozmitání a spektrální čistotu signálu je podřízena i koncepcie rozmitaných obvodů, obr. 87. Charakteristika VTO je linearizována kombinací tvarovací sítě a ovládání přes zpětnovazební regulační obvod. Signál 100 až 150 kHz je znova dělen deseti a veden na přesný kmitočtový diskriminátor. Odchylka $U_{st} - U_b$ koriguje linearitu do tolerancí menších než 0,1 %.

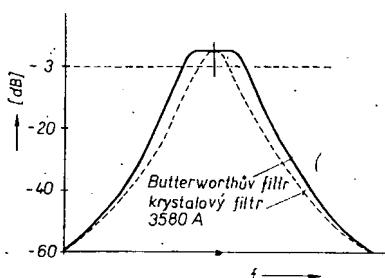
Zajímavé je řešení vlastní diskriminátoru, obr. 87b. Klopny obvod J-K spouští impulsy v rozmezí opakovacího kmitočtu 10 až 15 kHz. Pro linearitu diskriminátoru, jehož analogový výstup je odvozován integrací impulsů, je podstatná stabilita úrovně a nezávislost šírky těchto impulsů na opakovacím kmitočtu. Považujme T_1 za uzavřený, C je nabit na napětí zdroje. Po překlopení obvodu hodinovým impulsem povede T_1 a představuje pro obvod LC velmi malou impedanci. Obvod zakmitá vlivem energie, uložené



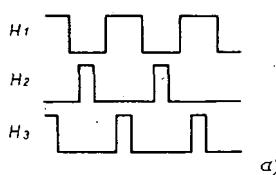
Obr. 86. Zjednodušené blokové schéma spektrálního analyzátoru HP 3580A



Obr. 87. Linearizace charakteristiky U/VTO (a) a princip použitého kmitočtového diskriminátoru (b)



Obr. 88. Srovnání průběhu selektivity



Obr. 89. Základní obvody digitálního procesoru

Rozsah paměti je 1024×8 bitů. To znamená, že osmi bity každé adresy je reprezentována příslušná amplituda signálu. Základní hodinový signál ovládá adresový multiplexer a čítač. Informace o amplitudě signálu Y je digitalizována 8bitovým převodníkem A/D. Adresa zápisu je získána digitalizováním rozmitací „pily“ 10bitovým převodníkem. Je tedy číslicovým vyjádřením okamžité polohy sweeperu v rozmitacím cyklu. Tak jsou získány oba potřebné signály (datový, adresový) pro zápis do paměti.

Data příslušných adres jsou v cyklu read vybírána z paměti a přes 8bitový vybavovač (latch) vedená na převodník D/A. Tím je signál převeden do analogového tvaru. Má však charakter ostrých impulsů, jejichž hrany nedovolují pohodlně sledovat signál bez další úpravy. V tomto případě je užito speciálního generátora čar, doplňujícího signál do potřebné grafické formy.

Přepínání mezi adresovým přístupem read/write zajišťuje adresový multiplexer. Protože je řízen v rytme hodinového signálu, může být tímto signálem řízen i výpis z paměti a zobrazovací cyklus může probíhat s konstantní rychlostí, nezávislou na rychlosti rozmitání VTO. Procesor tedy díky paměti dovoluje součinnost dvou různě rychlých pochodů – rozmitacího cyklu, jehož dobu lze podle potřeby volit od 0,1 do 2000 s a zobrazovacího displeje (50 Hz).

Čtecí adresy se v lineárním rozmitacím režimu odvídají ze stavu 10bitového čítače, inkrementovaného hodinovými impulsy. Na plném cyklu čítače se užívá k synchronizaci horizontálního (kmitočtového) rozkladu displeje.

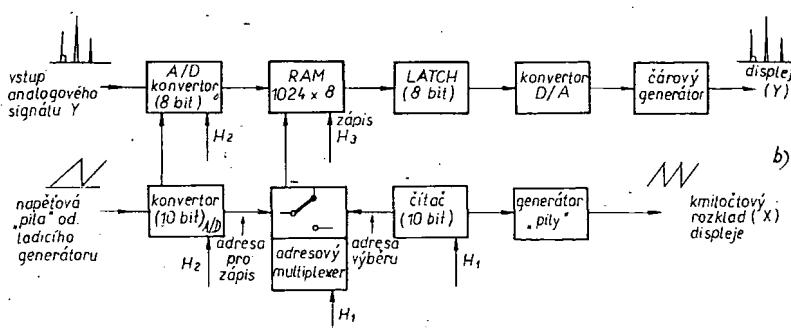
V analyzátoru je použita řada dalších zajímavých obvodů.

Z inzerce světových výrobců jsou známy analyzátor, využívající rychlé Fourierovy transformace pro počítacové řešení úloh i korelátoru, dovolující i impulsní odpověď digitálně nebo graficky stanovit přenosové charakteristiky v různých souřadnicích. Využití hybridičních obvodů, prvků vysoké integrace, paměti, mikroprocesorů i nových funkčních principů přivádí někdejší primitivní měřicí prostředky na zcela jinou kvalitativní rovinu.

V. Konstrukce nf rozmitáče (sweeperu)

V praktické části se budeme zabývat konstrukcí složitějšího nf rozmitáče-sweeperu. Je určitým kompromisem mezi čistě analogovým a digitálním řešením. Koncepce je ovlivněna snahou o univerzální využití. Zdrojem signálu je řešen převodníkem U/I.

Pro celou činnost přístroje je podstatná tvorba ovládacího signálu obou (lin/log) rozmitacích režimů. Uvažujme nejprve logaritmický režim. Sweeper pokrývá spojité rozsah tří kmitočtových dekad. Ovládací signál VCO musí mít exponenciální průběh. Ten je v každé dekadě shodně charakteru, liší se pouze počáteční podmírkou (amplitu-



da), což je podstatou užití konverze. Průběh jedné dekády je na obr. 90 s příslušnou tabulkou. Jeho approximace by mohlo být dosaženo stupňovitou funkcí, např. lineární konverzí D/A, obr. 91a. Vidíme potřebu čítače, dekodéru, spinacích prvků a odporek, approximujících jednotlivé pořadnice křivky. Počet prvků pro přesnější realizaci (spojitost) je neúnosný.

Vhodnou cestou je approximace exponenciální funkce v rozsahu jedné dekády lineárními úsekami. Prakticky minimální forma (čtyři shodné intervaly) je na obr. 90 – tak se řeší nelineární konverze u analogových počítačů.

Podle obr. 92 si popišme základní signál logiky a ovládání VCO. Prvotní je signál pilovitého průběhu (a). Jeho čtyři periody tvoří rozmitání cyklu. Tak je odvozen signál ovládání vstupu X displeje (b). Jednotlivé intervaly (c, d, e, f) vymezuje stavový dekodér. Ze signálu (b) a sss složky je odvozen ovládací signál VCO v lineárním režimu (g). Tak může být upraven rozsah mezních kmitočtů cyklu pro selektivní a širokopásmové rozmitání. Průchodem signálu (a) exponenciálním konvertorem vzniká signál (h). Z něho je odvozena ovládací exponenciála VCO pro log. režim.

Protože prvotní signál je získán konverzí D/A stavu čítače, lze na rozdíl od čistě analogových řešení úpravou hodinového signálu (f_{cp} , start, stop) snadno ovládat rozmitání cyklu a módy činnosti.

Popis řešení

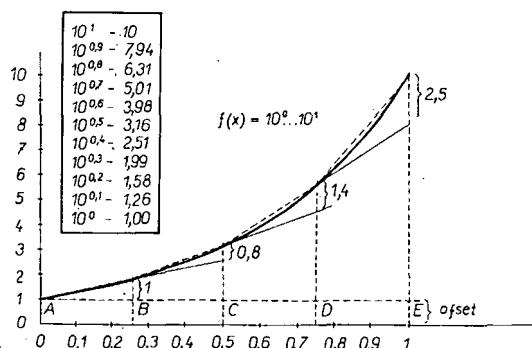
Blokové schéma je na obr. 93. Základní průběh podle obr. 92a je vytvořen spoluprací hodinového generátoru, binárního 8bitového čítače a konvertoru D/A. Výstup konvertoru je analogovou funkcí okamžitého stavu čítače, inkrementovaného taktem hodinového generátoru. Bitový obsah čítače je kompromisem mezi spojitostí generované „pily“, možnostmi jednoduché konverze D/A a ekonomickou stránkou.

Princip konverze vyplývá z obr. 91b. Aproximace „pily“ je založena na lineárních přírůstcích ($\Delta U / \Delta t = k$), proto při stabilním hodinovém kmitočtu nemusí být, ve srovnání s obr. 91a, použit dekodér. Analogový výstup je odvozen váhovou sítí ve zpětnovazebním obvodu OZ. Je funkcií poměru R/R_x , $U_{vst} = U_{ref} (1 + R/R_x)$. Při naznačených váhách je offset analogového výstupu vůči počáteční úrovni (U_{ref}) lineárně úměrný stavu binárního čítače.

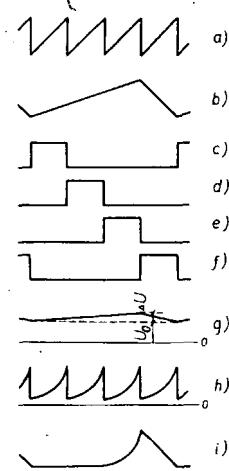
Počáteční úroveň při rozpojených spínačích ($U_{vst} = U_{ref}$) lze kompenzovat proudem vnučeným do invertujícího vstupu OZ. Protože $I_k = K = (U_k - U_{ref}) / R_k$, je kompenzace nezávislá na stavu váhové sítě, kterou je definován výstup OZ.

V konkrétním řešení (obr. 94) jsou jako spínače použity invertory s otevřeným kolektorem. Jejich relativně shodná saturacní napětí jsou zahrnuta do kompenzace offsetu. Váhové odpory jsou sestaveny ze sériové kombinace $R_a + R_b$. Základní odpory jsou pro snazší výběr voleny z řady, počínaje $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$, $R_a + R_b$ musí s přesností 1 % odpovídat řadě $12 \text{ k}\Omega \cdot 2^x$, tj. 12, 24, 48, 96, 192, 384, 768 k Ω , 1,536 M Ω . Není důležitá absolutní, ale poměrná přesnost. Zesilovač musí být kompenzován „do rychla“, aby „pila“ měla příkrou sestupnou hranu. Základní generátor „pily“ na obr. 94 se skládá z IO₁ až IO₅. Nulová úroveň se nastavuje trimrem P_1 .

Na výstup základního čítače navazuje dvoubitový čítač-cyklu a dekodér stavu (obvody IO₁₂, IO₁₃). Sfázování obou čítačů (reakci na shodnou hranu signálu) zajišťuje



Obr. 90. Jedna z možností approximace (totožnost v bodech A až E)



Obr. 92. Základní logické a ovládací signály

invertor IO₁₄. Dekodér je jednoduchý, funkce viz obr. 95. Ovládá několik funkcí. Uvažujme nejdříve tvorbu „pily“ pro vstup X displeje (obr. 96).

V aktivní části cyklu (1. až 3. interval) pracuje OZ jako neinvertující. Spínač S_4 je sepnut. Řízenými spínači S_1 až S_3 je generován stupňovitý synchronní signál. Tím je podkládána vstupní „pila“, jejíž amplituda se proto plynule zvětšuje. Čtvrtý interval je použit k vymezení zpětného běhu. Je zádoucí, aby se signál zmenšoval k nule lineárně. Tak může být na displeji znázorněna nulová vztazná úroveň při konstantní rychlosti pára-pára a VTO rozmitání spojité – je třeba zamezit přechodovým jevům u měřeného objektu, k nimž by prudkým skokem $d\omega/dt$ mohlo docházet. Ve 4. intervalu pracuje OZ jako diferenciální. Jeho výstupní napětí se z maxima, definovaného úrovní stupňovitého signálu na neinvertujícím vstupu, zmenšuje k nule. Toproto, že spínač S_5 je sepnut, S_4 rozpojen. Vstupní „pila“ po úpravě úrovně (R_3, R_2) působí pouze na invertující vstup.

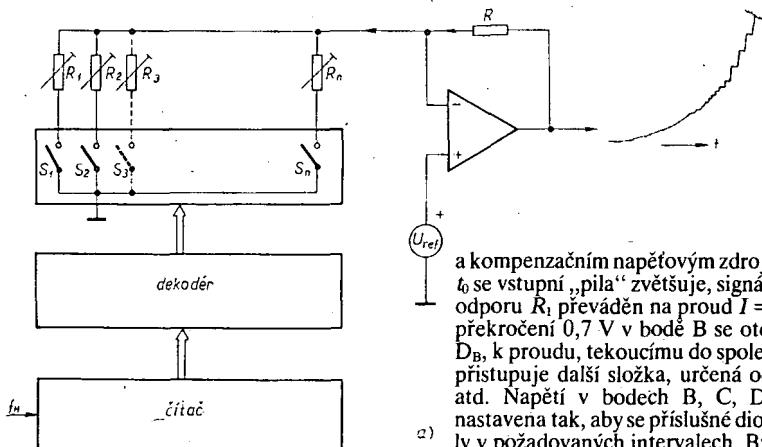
Spínače S_1, S_4, S_5 z obr. 96 jsou řešeny tranzistory v inverzním zapojení. Odpory jsou voleny tak, aby nemohlo být překročeno průrazné napětí U_{EBmax} ; současně definují

přibližně požadované úrovně pomocných signálů. Přesného nastavení se dosahne paralelními odpory, které na obr. 96 zakresleny nejsou. Jako spínače S_2, S_3 pracují invertory s otevřenými kolektory.

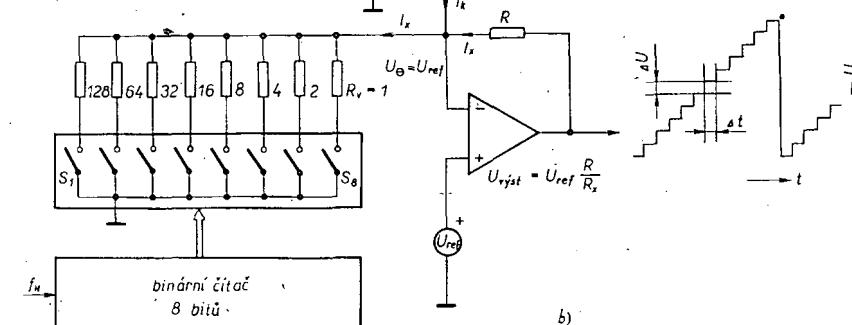
Tak je odvozen signál pilovitého průběhu pro ovládání osy X displeje; po úpravě je signál použit i k řízení VCO v lin. režimu.

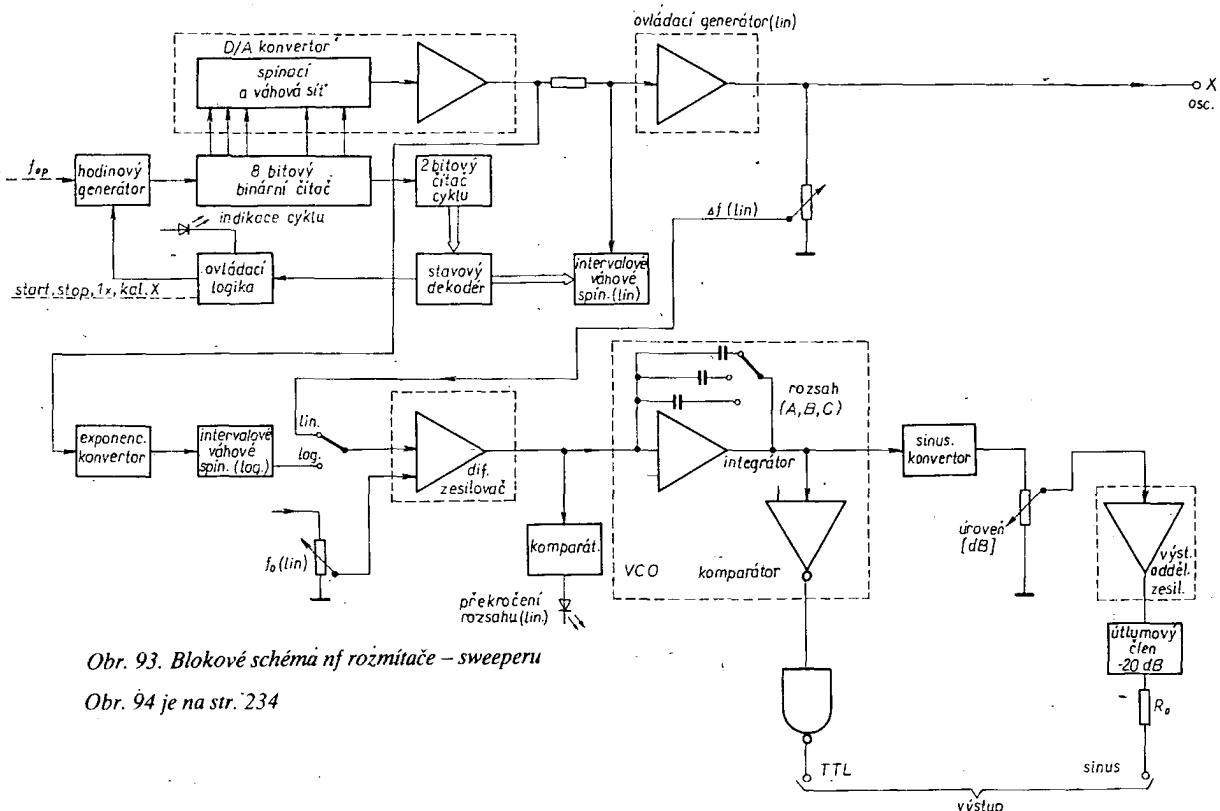
Prvotní signál je po konverzi použit i pro log. režim rozmitání. Signál nejdříve prochází exponenciálním tvarovačem (pro rozsah jedné dekády). Levá část zapojení na obr. 97 je nelineární převodník U/I , approximující funkci čtyřmi lineárními úsekami. Řešení se poněkud liší od klasického. Je tím komplikován návrh, výhodou je stabilita a snadné nastavení. Činnost lze rozdělit do tří fazí: a) vstupní funkce se rozděluje na shodné časové úseky, b) proběhne napěťové/proudová konverze nelineární sítí R, D a c) zpětná konverze I/U , zavede se počáteční offset a inverze signálu.

Na úseky se vstupní funkce rozdělí vice-stupňovým odporovým děličem



Obr. 91. Impulsní generátory bez časových konstant; stupňovitá approximace exponenciály (a) a princip jednoduché konverze D/A (b)





Obr. 93. Blokové schéma nf rozmitáče – sweeperu

Obr. 94 je na str. 234

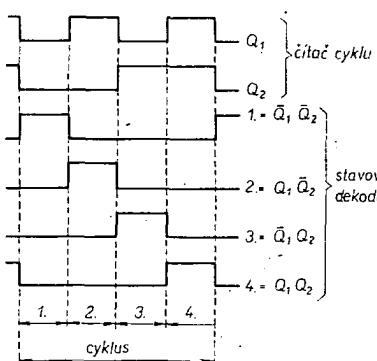
Vyjděme např. z času t_B , kdy musí platit (obr. 97b)

$$(U_m/4 + U_{ref}) [(R_B + R_C + R_D) / \Sigma R] = U_{ref} + U_D$$

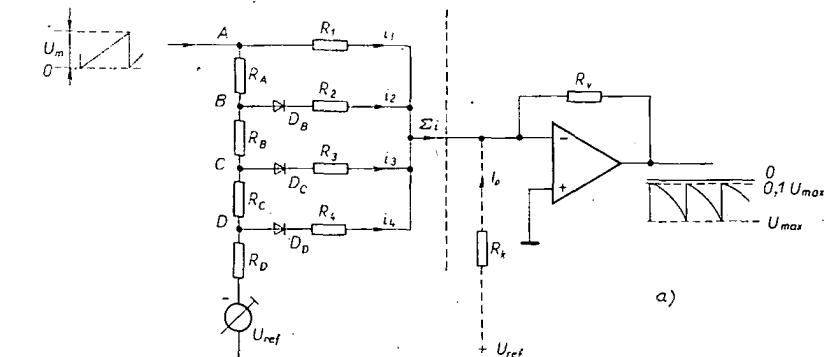
a předpokládejme špičkové napětí „pily“ $U_m = 10$ V, referenční (kompenzační) napětí $U_{ref} = 7$ V, čelní napětí diody $U_D = 0,7$ V. Potom $(U_m/4 U_{ref}) + 1 = 1,1 \Sigma R / (R_B + R_C + R_D)$. Podobně rovnice lze sestavit i pro další body (C, D, E). Vyplývá z nich následující tabulka.

Poměrné napětí	Dělící poměr
A 1	1
B $(U_m/4 U_{ref}) + 1 = 1,36$	$(R_B + R_C + R_D) / \Sigma R = 0,81$
C $(U_m/2 U_{ref}) + 1 = 1,71$	$(R_C + R_D) / \Sigma R = 0,64$
D $(3 U_m/4 U_{ref}) + 1 = 2,07$	$R_D / \Sigma R = 0,53$

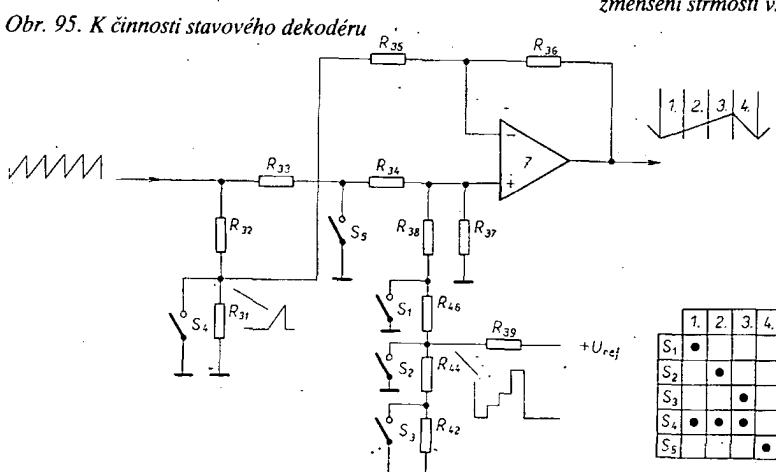
Z ní lze určit požadované poměry odporů $R_A : R_B : R_C : R_D = 0,19 : 0,17 : 0,11 : 0,53$. Stanovme z řady odpory R_A až $R_D = 680, 680, 390, 1800 \Omega$. Aproximace dosahujeme lineárními přírůstky v jednotlivých intervalech. Přibližné velikosti jsou na obr. 90. Vztaženo k základnímu průběhu ($I_1 = 1$) to jsou poměrné hodnoty 0,8, 1,4,



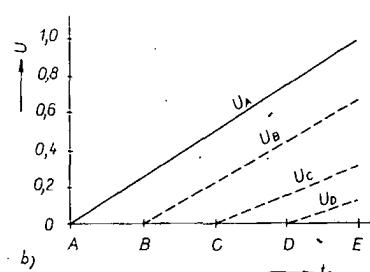
Obr. 95. K činnosti stavového dekódéru



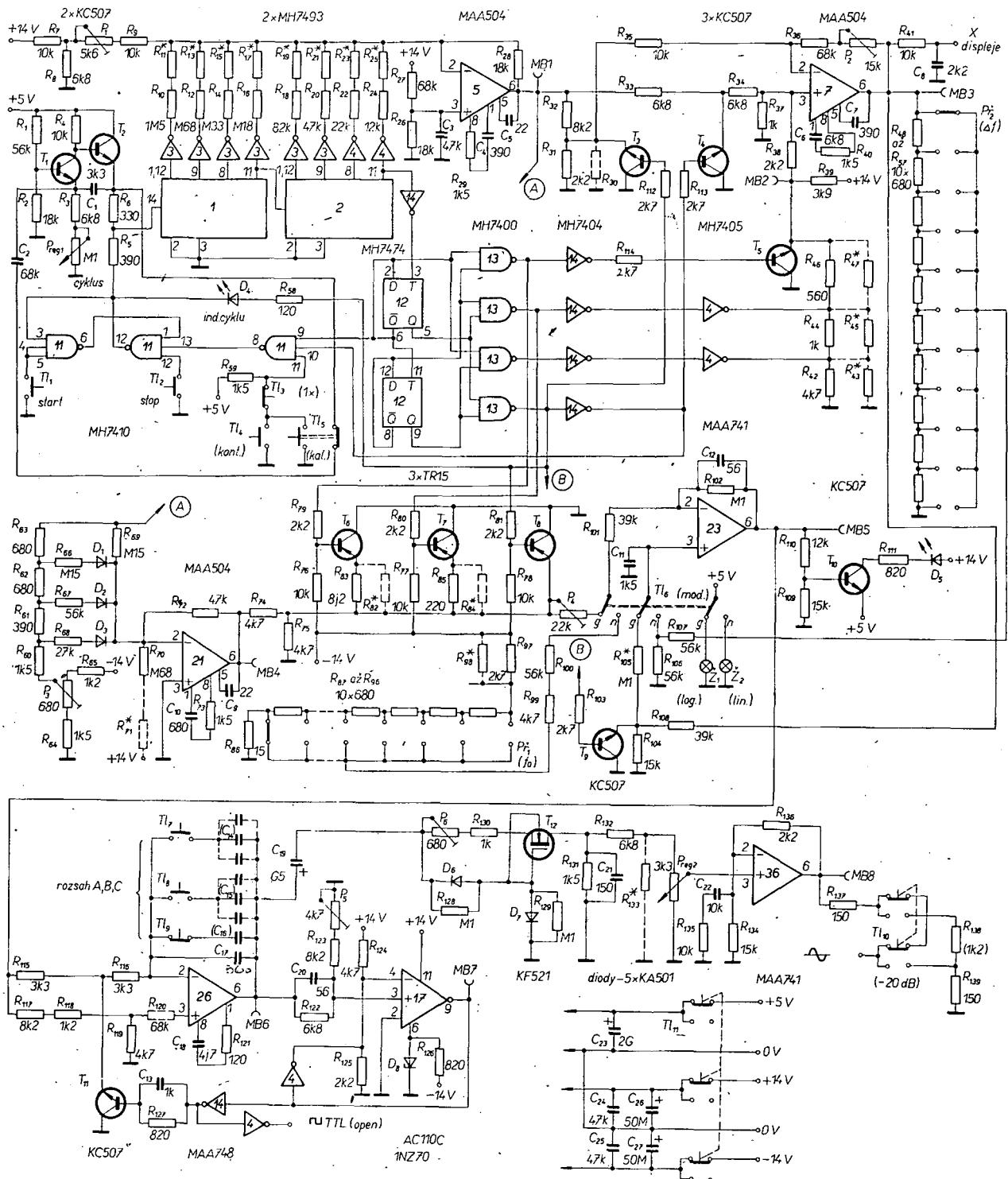
Obr. 97. Aproximace exponenciální funkce lineárními úsekami; schematické znázornění (a), zmenšení strmosti vstupního signálu pilovitého průběhu (b)



Obr. 96. K tvorbě ovládacího signálu pilovitého průběhu



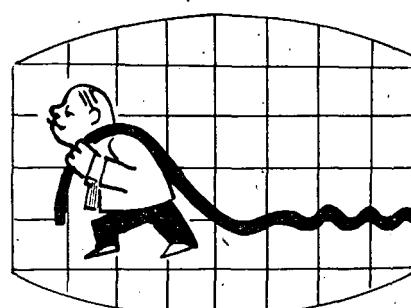
a 2,5. K návrhu vah jednotlivých vodivostí G_1 až G_4 je třeba znát úbytky vstupní „pily“ v bodech B, C, D dělící – v poměrném vyjádření jsou v tabulce. Potom váhy jednot-

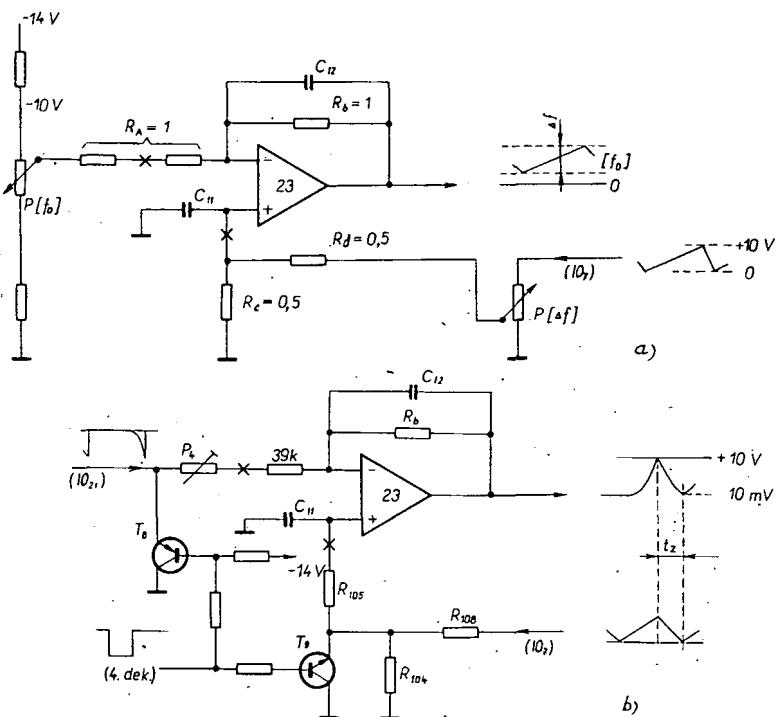


Obr. 94. Schéma zapojení nf rozmitáče – sweeperu

livých vodivostí $G_1 = 1$, $G_2 = 1,36 \cdot 0,8 = 1,09$, $G_3 = 1,71 \cdot 1,4 = 2,39$, $D_s = 2,07 \cdot 2,5 = 5,175$. Příslušné poměry odporů určíme jako převrácené hodnoty. Při stanovení skutečných odporů je třeba přihlédnout k minimální zátěži odporového děliče a požadavku proudového charakteru větví s diodami. Musí platit $R_A \approx R_D \ll R_i$ až R_o . Tak byly určeny R_1 až R_4 (asi $0,15$ až $0,15 \text{ M}\Omega$, $56 \text{ k}\Omega$, $27 \text{ k}\Omega$). Výhodou zapojení je to, že konverzní charakteristika, která je stanovena přibližně, může být korigována úpravou kompenzačního napětí (trimr P_3 na obr. 94), posuvem styčných bodů jednotlivých úseků. Vnitřní odpor děliče R_{64} , P_3 , R_{65} musí být zahrnut do

odporu R_D . Tak lze dosáhnout relativně přesné approximace. Teplotní závislosti čelního napětí diod se nemí, vzhledem k proudovému charakteru jednotlivých větví, třeba obávat. Pro zjednodušení jsme dosud neuvažovali zavedení počáteční podmínky ani charakter součtového uzlu. Vstupní proudy se sčítají v obvodu invertujícího vstupu OZ (21), který má virtuální nulový potenciál. Tím se současně konverteuje součet proudů na výstupní napětí. Počáteční podmínka ($U_{10} = 0,1 U_{max}$) se zavádí vnučeným proudem do invertujícího vstupu OZ. Exponenciální se na rozsah tří dekád rozšíruje opět synchronními vahovými spínači. Tranzistory T_6 , T_7 pracují v inverzním režimu, vzhledem k polaritě signálu jsou typu p-n-p. Děliči poměr pro nejvyšší, třetí dekádu je nastaven pevně. T_6 a T_7 pracují v první a druhé dekádě, příslušnými odpory je nastaven vždy 10× větší celkový děliči poměr. Na nejnižší dekádě je nutno počítat se saturací napětí, protože počáteční napětí exponenciálního průběhu je 10 mV. Tím je na jedné, maximální vstupním napětím VCO (10 V) na





Obr. 98. Funkce integrovaného obvodu 23 v lineárním (a) a logaritmickém (b) režimu

druhé straně omezen rozsah rozmitání na tři kmitočtové dekády. Přesnějšího nastavení ovládací exponenciální se dosahuje opět volbou odporů.

V obou režimech (lin/log) je potřebné ovládat VCO z napěťového zdroje ($R_d \rightarrow 0$). To zajišťuje následující zpětnovazební obvod operačního zesilovače (23), pracujícího ve dvou různých funkcích. Obr. 98a postihuje činnost v lineárním režimu, kdy zesilovač pracuje jako diferenční. Pro invertující vstup má jednotkové zesílení, protože $U_{výst} = -U_{vst}(R_b/R_a)$; ($R_b/R_a = 1$). Referenční napětí 0 až 10 V se přivádí přes cejchovaný dělič. Na neinvertující vstup je, opět přes dělič, přiváděna ovládací „pila“ 0 až +10 V.

$U_{výst} = U_{vst} [(R_a + R_b)/R_a] R_c / (R_c + R_d)$. Zesílení je jednotkové, platí-li $R_a = R_b$, $R_c = R_d$.

Tak je možno ovládat mezní kmitočty rozmitání v lin. režimu. Nastavíme-li P_1 na 3 V, P_2 na 0 V, je na výstupu OZ trvale napětí 3 V, VCO při strmosti 1 kHz/1 V kmití na stabilním kmitočtu 3 kHz. Při opačně nastavených přepínačích je VCO lineárně převeden napěťovou „pílou“ v rozsahu 0 až 3 kHz. Nastavíme-li oba přepínače na 3 V, je VCO převeden od spodního mezního kmitočtu $f_0 = 3$ kHz se zdvojnásobením $\Delta f = 3$ kHz, tj. do mezního kmitočtu $f_0 + \Delta f = 6$ kHz.

Na lineárním rozsahu je užito drobného „podvodu“. Pro rozmitání VCO je žádoucí, aby se ovládací napětí nikdy nezměnilo až na nulu, protože by se narušila spojitost generovaného signálu a vznikaly by přechodové jemy. Proto je regulátor f_0 (P_1) podložen zanedbatelně malým napětím

(viz $R_{86} = 15 \Omega$). To stačí, aby VCO pracoval bezchybně, linearity rozmitání ani souhlas se stupnicemi regulátorů nejsou narušeny, kmitočtový posuv se blíží k nule.

Jako regulátory byly ideální výceotáckové přesné potenciometry se stupnicí. Ve vzorku byly, s ohledem na praktickou požadavku, použity přepínače s 11 polohami (0, 0.1, 0.2 až 1.0). Takové rozložení rozsahů a jejich možné kombinace plně vyhovuje.

Nastavením přepínačů je možno překročit rozsah činnosti sweepera. To se stane např. v polohách $P_1 = 8$ V, $P_2 = 5$ V; je překročeno mezní napětí 10 V, ovládací „pila“ je omezena – pak je třeba přepnout rozsah (stromost VCO). Chybná nastavení je pro lepší orientaci vhodné indikovat – je použit jednoduchý tranzistorový komparátor s diodou LED v kolektorovém obvodu. Překročení napětí na výstupu obvodu 23 horní mezní úroveň, dioda se rozsvítí. Protože k tomu dochází pouze v části rozmitacího cyklu, dioda bliká v jeho rytmu. Tak je spolehlivě indikováno i minimální překročení rozsahu (odstup 0,1 rozsahu libovolného regulátoru).

V aktivním intervalu log. režimu pracuje obvod 23 jako invertující, obr. 98b. Tranzistor T_9 je sepnut. Trimrem P_4 se upraví zisk stupně podle úrovni vstupního exponenciálního napětí tak, aby výstupní signál měl maximální úroveň +10 V. Výběrovým odporem R_{105} se zavádí ofset zesilovače a tím kompenzuje vliv saturacního napětí T_6 na počáteční úroveň exponenciálů (+10 mV). V intervalu zpětného běhu se T_9 zavírá, T_8 naopak vede (řídí se stavovým dekódováním). Zesilovač zpracovává již upravený signál s lineárním klesajícím průběhem (nesymetrická rampa pro displej). Průběh se dále nenastavuje, oblast poklesu k nule je již zajištěna. Nespojitost v horní úrovni intervalu je přípustná.

Na pozici 23 je nutné použít OZ s malým vlastním ofsetem a malým šumem, jinak by nebylo možno zajistit přesný průběh rozmitání ve spodní části rozsahu a potřebný odstup ovládacího signálu při malých úrovniach vůči „pozadí“. Vhodným typem je MAA741. Odstup signálu dále zajišťuje kmitočtová filtrace (C_{11}, C_{12}). Musí být minimální, aby neovlivňovala průběh při kalibraci

rastru (s vyšším opakovacím kmitočtem hodinového generátoru).

Nyní k funkci hodinového generátoru a ovládací logiky. Je předpokládána součinnost sweepera s různými typy displejů (zapisovač, osciloskop ...). Proto je žádoucí nejen možnost ovládat rychlosť cyklu, ale také jednorázový režim, možnost zastavení a opětovného spuštění v libovolné poloze. To je snadné proto, že na tvorbě ovládacího signálu se v zásadě nepodílejí žádné časové konstanty.

Hodinový generátor je tvořen emitorově vázaným multivibrátorem (T_1, T_2). Jeho činnost je závislá na stavu výstupu 12 hradla 11, tvořícího součást obvodu R-S (obr. 94). Start cyklu se ovládá ručně mžikovým tlačítkem start, kterým je překlopen obvod R-S. Vybavením tlačítka stop se obvod R-S vrací do základní polohy, výstup 12 má úroveň log. 1, tím je uzavřen vstupní přechod T_2 a blokován multivibrator. Vzhledem ke kvalitnímu signálu multivibrátoru není použit obvyklý tvarovací stupeň, navázání na čítač je, po impedanční úpravě (R_s, R_e), přímé.

Jednotlivé režimy se ručně ovládají trojicí tlačítek se vzájemnou araretací. V první poloze (1x) je rozmitací cyklus jednorázový. Přitom má vstup 11 hradla 11 úroveň log. 1. Po vybavení tlačítka start probíhá cyklus s rychlosťí nastavenou potenciometrem na panelu až do konce zpětného běhu. Ukončení jednorázového cyklu je odvozeno od Q_1 čítače cyklu a 4. výstupu stavového dekódování, rozmitací cyklus se zastaví přesně na konci zpětného běhu. Toho lze využít zvláště při měření se zapisovačem k definici průběhu (v činném) a referenční (např. nulové) úrovni ve zpětném běhu.

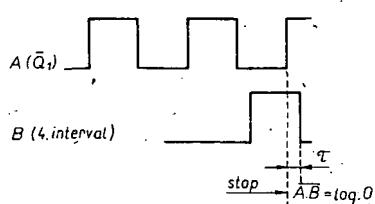
V režimu kont. (kontinuálně) pracuje sweeper spojité až do povelení stop. Blokovací logika je přitom vyřazena, na vstupu 11 hradla 11 je úroveň log. 0. Stejně je tomu v režimu kal., určeném ke snadné kalibraci rastru lin/log osciloskopu. Ovládací „pila“ pro displej má amplitudu 0 až +10 V. Úpravou citlivosti vstupu X a horizontálním posuvem na ss osciloskopu lze dosáhnout kalibrace vůči rastru při vyšším opakovacím kmitočtu hodinového generátoru. Pak se i na osciloskopu s běžným dosvitem zobrazí spojité čáry, kalibrování se omezí na souhlas mezních bodů jasové úsečky s okrajem rastru. Proto tlačítko kal. paralelním kontaktem odpojuje kondenzátor C_2 od multivibrátoru, címž se rádově zvyšuje jeho kmitočet.

Ve všech režimech, v libovolné poloze, může být cyklus zastaven povelom stop. Za této polohy, případně s jinou rychlosťí, může být znova startován. Povely mohou být vybavovány nejen ručně, ale také ve zcela jiných aplikacích.

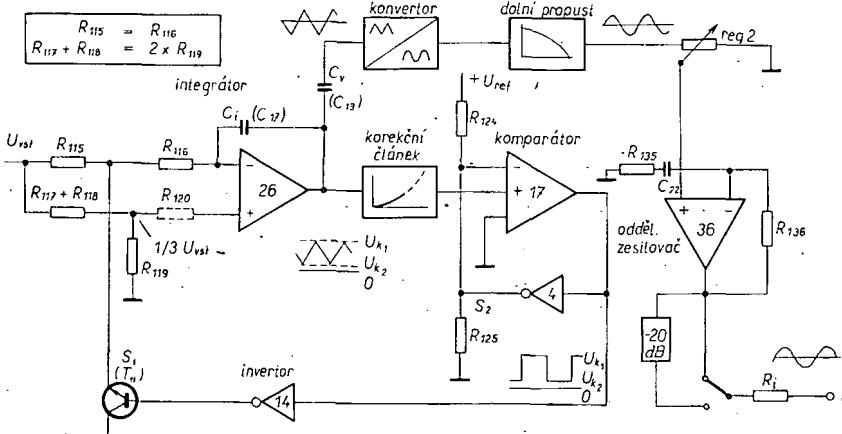
Aktivní interval cyklu je indikován druhou diodou LED na panelu. Kmitočet blikání je přitom úměrný rozmitací rychlosti.

Vlastní zdroj měřicího signálu je řešen na principu převodníku U/f (vystup trojúhelník, sinus). Mezní kmitočet je 100 kHz. Princip je podobný před časem popsánému řešení (V-1), nebude proto zabíhat do detailů.

Jako rozdílový integrátor je použit operační zesilovač MAA748, jako úrovnový komparátor obvod A110C, dovoz NDR. Především díky této prvkům s vyhovujícím průběhem přenosové charakteristiky vzhledem ke strmosti náběhu (748) a velmi rychlou odezvou (A110C) bylo dosaženo asi deseti-násobného zvýšení mezního kmitočtu vůči běžným řešením. Blokové schéma celého VCO je na obr. 100. Činnost rozdílového integrátoru je popsána v [V-1]. Předpokládejme konstantní vstupní napětí. Při sepnutém spínači S_1 se napětí na výstupu integrátoru



Obr. 99. Zastavení jednorázového cyklu



Obr. 100. Blokové schéma VCO

ru lineárně zvětšuje, až dosáhne velikosti U_{k_1} – napětí na invertujícím vstupu komparátoru. Po překročení rovnosti obou napěti se mění výstupní úroveň komparátoru (log. 0 → log. 1). Tím se přes spínač S_2 (open inverter) mění referenční úroveň invertujícího vstupu komparátoru ($U_{k_2} = U_{S2sat}$), současně se rozpojí spínač S_1 . Integrátor změnou smyslu vstupního proudu přechází do opačného režimu – jeho výstupní signál se se shodnou strmostí zmenší na druhou prahovou úroveň komparátoru atd. Cyklus se periodicky opakuje, výsledkem je signál s časovým průběhem symetrického trojúhelníku. Opačovací kmitočet je v ideálním případě lineární funkci vstupního napěti. Protože obě prahové úrovny komparátoru jsou kladné, obsahuje trojúhelník ss složku.

Vzhledem k širokému kmitočtovému rozsahu a rozdílanému režimu je nutno řešit některé problémy. Prvním je odstranění přechodových jevů na rozhraní zpětného a aktivního intervalu ($U_{st} \rightarrow 0$). Ovládací jednotkou je zajistěno, že se vstupní signál nezmenší nikdy až na nulu. Tranzistor T_{11} jako spínač integrátoru pracuje v inverzním režimu. Přesto se saturacní napětí v rozsahu několika mV uplatňuje v nejnížším okraji kmitočtového rozsahu. Trojúhelník je zkreslený, mění se i jeho ss složka. To má za následek přechodové jevy, kromě jiného i změněné poměry v sinusovém tvarovači (použitá kapacitní vazba). Tento jev je odstraněn zavedením offset operačního zesilovače (integrátoru), kompenzuje-li vliv U_{ECsat} spínače. Slouží k tomu výběrový odpór R_{120} . Odezva generovaného signálu na průchod kritickou oblastí je potom ideální.

Lineární konverze U/f v horní části rozsahu, v níž je prvků, zvláště MAA748, využito na mezní možnosti, se dosahuje korekčním článekem (tlumená horní propust RC). Je také nutno zajistit minimální zkreslení signálu. Reakční čas integrátoru v horní kmitočtové oblasti je příčinou vzniku ostrých zoubků na špičkách trojúhelníku. Jejich vliv na kmitočet je odstraněn zmíněným korekčním článekem. Tyto vyšší harmonické složky jsou potlačeny kombinací dvou dolních propustí s kmitočty zlomu mimo generovaný rozsah. První je zařazena přímo do obvodu sinusového tvarovače (C_{21}), druhou tvoří vlastní kmitočtová charakteristika výstupního zesilovače (obvod 36). Výstupní signál je kvalitní i v horní kmitočtové oblasti.

Kmitočtové závislosti obvodových prvků (náběhy ani temena referenčního signálu komparátoru, spínače integrátoru, nejsou ideální) se projevují i pokud jde o kmitočtovou závislost úrovni výstupního signálu.

Spoje modulů nejprve ocínuji a pak bez vrtání (kromě díry pro upevňovací šroub o Ø 3 mm) připájam na desky objímky pro IO.

Podle charakteru práce volím velikost základní desky, jednotlivé moduly rozmišťuji po ploše podle potřeby. Vodivá plocha pod upevňovacím šroubem slouží jako kostra při montáži. Jednostranná montáž je přehledná. Tak může být přesně ověřena celá funkce zařízení, účelnost rozvržení ovládacích prvků ap. Za největší přínos pokládám, že lze snadno dělat potřebné úpravy před konečným návrhem plošných spojů. Tento postup v praxi neznamená žádné zdržení, obvykle je tomu právě naopak. Po ukončení prací se moduly rozeberou, očistí a mohou být použity znova.

K usnadnění orientace při užití většího počtu modulů lze moduly označit, nejlépe podle polohy na základní desce. Užívám čtvercové sítě (desítka, jednotky). Označení desek v popisované konstrukci (obr. 101) vysvětluje současné značení obvodů na obr. 94. Každý modul je tedy označen dvojmístným číslem. Moduly s pasivními součástkami obvykle blíže nespecifikují.

Ke konstrukci sweeperu touto technikou již vlastně není co dodat. Rozvržení ovládacích prvků, které se osvědčilo, je patrné z 3. str. obálky. Zapojení není vybaveno vlastním napájecím zdrojem, vhodných řešení je v AR spousta. Potřebná tři napěti jsou v popisované konstrukci zapínána současně tlačítkem na zadním panelu. Tam jsou také vyvedeny příslušné zdírky. Na předním panelu jsou navíc dvě žárovky, indikující právě nastavený mód sweeperu (lin/log).

Oživení, nastavení

Podstatné průběhy signálů v měřicích bozech jsou na 4. straně obálky.

Sweeper vyžaduje tři napájecí napěti: 5 V pro obvody TTL, symetrické napětí ±14 V pro lineární obvody je použito i jako referenční. Napájecí napěti by mělo být stabilizováno asi na ±0,2 V.

Při užití modulové koncepce je vhodné souběžně zapojovat a nastavovat příslušné obvodové úseky.

U hodinového generátoru není v podstatě co nastavovat. Při potenciálu log. 0 na výstupu 12 obvodu 11 musí být na emitorech T_1 , T_2 impulsní průběhy podle osciloskopu A. Potenciometrem P_{reg} se opakovací kmitočet ovládá v rozsahu asi od 80 do 800 Hz. Po úplném zapojení obou čítačů a stavového dekodéru ověřime funkci tlačítek start, stop, 1x, kont., kal. – jejich funkce již byla popsána.

Nastavení vyžaduje obvod konvertoru D/A. Výběr odporů R_{10} až R_{25} v příslušných kombinacích byl popsán. Spusťme-li hodinový generátor a připojme osciloskop na MB₁, musíme naměřit „pilu“ s lineárním průběhem.

jednotky							
desítka	0	1	2	3	4	5	6
0	(93)	(93)	(05)	(05)	MAA 504		MAA 504
1	T_1 T_2	(10)	(74)	(00)	(04)	T_3 T_4 T_5	A110C
2	MAA 504	T_6	MAA 741	T_7 T_8	T_9	MAA 748	T_{12}
3	T_{10}					MAA 741	

Obr. 101. Souřadnicové značení modulů a obvodů

Nebudou-li odpory vybrány dostatečně přesně, má „pila“ pozorovatelnou nerovnoměrnost, doprovázenou vnitřním šumem (impulsní přechody na rozhraních). Dobrým kritériem je i připojit tento signál na vstup X osciloskopu. Při pomalém cyklu sweeperu musí být pohyb světelného bodu plynulý, bez nerovnoměrnosti.

Jsou-li odpory vybrány správně, omezí se nastavení konvertoru D/A na seřízení souhlasu spodní hrany „pily“ s nulovou úrovní. Špičková úroveň signálu, osciloskop B, se musí pohybovat v rozmezí 8 až 9 V. Nula se nastavuje trimrem P_1 , „pila“ se upravuje na ovládaci signál osy X displeje v aktivním intervalu superpozicí se signálem stupňovitého průběhu (vzájemné relace viz osciloskop C). Na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače 7 je proto „pila“ lineární v rozsahu tří period předchozího signálu, ve čtvrté periodě je definována napěťová úroveň (osciloskop D). Ve čtvrtém intervalu současně nevede T_3 , proto je na jeho emitoru průběh podle osciloskopu E. Zde jsou současně vymezeny ovládací „pilou“ vzájemné poměry s výsledným signálem v MB3. Podobně osciloskop F srovnává prvotní (MB1) a výsledny (MB3) signál.

Při seřizování je nejlépe sledovat signál na MB3. Nejprve nastavíme výběrovým odporem R_{47} lineární návaznost 2. intervalu, odporem R_{45} návaznost intervalu třetího. Tak získáme lineární „pilu“ v celém aktivním intervalu rozmitání. Potom výběrem R_{30} a R_{43} upravíme strmost a posuv čtvrtého intervalu, zpětného běhu rozmitání. Postup vyplývá z obr. 102a. Nakonec trimrem P_2 nastavíme úroveň ovládací „pily“ v MB3 na amplitudu 10 V.

Dále seřídime exponenciální konvertor. Signál sledujeme v bode MB4. Při rozboru jsme pro lepší orientaci approximovali exponentiální pouhoulas v bodech A, B až E (obr. 90). Samozřejmě je možné dosáhnout větší přesnosti lepším proložením funkce. Zapojení dovoluje ovládat seřízení v určitém rozsahu. Proto nemusí být vybírány odpory ani přesně definováni úroveň vstupního signálu. Trimrem P_3 nastavíme co nejlepší souhlas sledovaného průběhu s údaji v tabulce u obr. 90 s tím rozdílem, že uvažujeme příslušný údaj vzdálo o 1 menší. To proto, že dosud není zaveden počáteční offset. Např. pořadnice $10^{0.6}$ odpovídá $3,98 - 1 = 2,98$. Signál upravíme regulací zesílení a časové základny osciloskopu vůči rastru a z něj pohodlně čteme příslušné údaje. Teprve potom zavedeme výběrovým odporem R_{71} počáteční offset $U_0 = 0,1 U_{\max}$, jak rovněž vyplývá z obr. 90. Seřízení je jednoduché, průběh na osciloskopu G.

Váhovými odpory je upravena i ovládací exponenciála pro log. mód, kterou lze sledovat na MB5. Postupujeme podobně jako

v předchozím případě. Vztažným je nyní 3. interval. Jeho amplitudu nastavíme trimrem P_4 na 10 V. Odporem R_{84} upravíme plynulou návaznost v bode C, odporem R_{82} v bode B, viz obr. 102b. Nakonec úpravou R_{105} nastavíme 10 mV v bode A. To je vše, výsledný průběh v MB5 viz osciloskopu H, I.

V závislosti na poloze tlačítka mód (lin/log) můžeme na MB5 sledovat průběhy lineární nebo exponenciální „pily“ s amplitudou 10 V, srovnání viz osciloskop J.

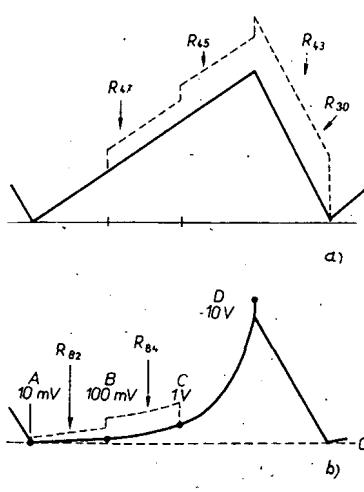
Doba rozmitacího cyklu může být upravena P_{reg} v měřicím režimu v rozsahu 1 až 10 s, v kalibračním 0,2 až 2 s.

Před seřizováním VCO je vhodné mít již osazený přepínače pro volbu f_0 a Δf příslušnými odpory. Ty postačí zkонтrolovat ohmmetrem. Prepínač P_2 necháme v nulové poloze, prepínač P_1 přeložíme do polohy 0,5. Osciloskop K je sejmout z MB6 a MB7 a definuje fázové relace výstupu integrátoru a komparátoru. Osciloskop L postihuje konverzi na sinusový průběh. Aby bylo dosaženo těchto průběhů, musí se seřízení VCO. Nejprve trimrem P_5 nastavíme minimální zkreslení sinusového signálu, trimrem P_6 jeho symetrii. Toto nastavení je třeba několikrát opakovat. Nyní na paralelní výstup TTL u VCO připojíme čítač. Je nutné použít odpór asi 1 k Ω mezi výstupem a +5 V, protože k zajištění bezpečnosti vůči zkratu je použit invertor s otevřeným kolektorem. Doplňkovým kondenzátorem C_{16} nastavíme kmitočet VCO na 50 kHz. Postupným přepínáním P_1 zkонтrolujeme linearitu VCO, která by měla být v toleranci 1 až 1,5 %. V opačném případě je třeba upravit korekční článek, např. kapacitu C_{20} . Je-li vše v pořádku, nastavíme zbyvající rozsahy. Při P_1 , ve střední poloze upravujeme doplňkové kondenzátory podle požadovaných kmitočtů 5 kHz a 500 Hz. V nulových polohách obou přepínačů odstraníme nesymetrii trojúhelníku úpravou odporu R_{120} . Tím by mělo být celé seřízení ukončeno.

Dobré potlačení zmíněných přechodových jevů mezi zpětným a aktivním intervalem rozmitacího cyklu i v režimu kal., kdy VCO nestačí přesně sledovat ovládací „pilu“, znázorňuje osciloskop M. Detail rozmitaného signálu těsně po startu za jiných počátečních podmínek je na osciloskopu N.

Průběhy byly fotografovány se stínítka paměťového osciloskopu HP 1703A. I zde je jedna z jeho výhod – průběh může být fixován na stínítka a teprve potom fotografován. Přitom je hostejně, jaký je opakovací kmitočet sledovaného signálu. V našem případě by exponování průběhu ze stínítka běžného osciloskopu působilo potíže.

Koncepcie sweeperu je neobvyklá. Je určitým protipolem k dřívějším citovaným zahraničním konstrukcím. Značný počet režimů činnosti, možnost kalibrací displej i při lineárním (selektivním i širokopásmovém) rozmitání, logarithmické rozmitání přes tři dekadu v rozsazích A (1 Hz až 1 kHz), B (10 Hz až 10 kHz), C (100 Hz až 100 kHz) aj. jsou dobrými předpokladu univerzálního využití v oblasti přenosové a spektrální analýzy i jinde. Přitom je ovšem třeba řešit i další obvody, na které nám již nezbýl prostor ani čas. Upozorněme ještě, že osciloskop, užity jako nf displej, musí mít stejnosměrnou vazbu obou kanálů X i Y.



Obr. 102. Postup při nastavování lineární (a) a exponenciální „pily“

Seznam součástek

Odpory

Všechny odpory jsou typu TR 151, výjimkou jsou R_{83} a R_{85} , které jsou typu TR 143. Odpory označené ve schématu hvězdičkou nebo kreslené čárkované je třeba vybrat podle popisu.

Kondenzátory

C_1, C_4, C_8, C_{13} jsou typu TK 744, C_2 je typu TC 180, C_3 TK 764, $C_5, C_9, C_{12}, C_{18}, C_{21}$ TK 754, C_6 TK 745, C_7, C_{10} TK 794, C_1 TK 724, C_{17}, C_{20} TC 211, C_{22} TC 235, C_{24}, C_{25} TK 784.

Potenciometry

$P_{reg\ 1}$ TP 150, 0,1 M Ω , log.
 $P_{reg\ 2}$ TP 195, 3,3 k Ω , lin.

Odporové trimry

Všechny jsou typu TP 095.

Přepínače

P_1, P_2 WK 53345

Tlačítka /sostat

T_1, T_2 mžiková (nearetovaná)
 T_3 až T_5, T_7, T_8 až T_8 v závislosti se vybavující trojice
 T_6, T_{10}, T_{11} samostatná, s aretačí

Tranzistory

T_1 až T_5, T_9 až T_{11} KC507
 T_6 až T_8 TR15
 T_{12} KF521

Diody

Diody jsou typu KA501, LED – libovolný typ, D_8 – 1N702.

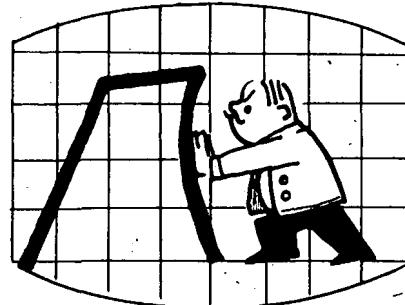
Integrované obvody

1, 2	7493
3, 4	7405
5, 7, 21	MAA504
23, 36	MAA741
26	MAA748
17	A110C (NDR)
11	7410
12	7474
13	7400
14	7404

(obvody jsou číslovány podle montážních pozic, viz text, nikoli postupně)

Literatura

- [I-1] Trnka, Z.: Teoretická elektrotechnika. SNTL: Praha 1972.
- [I-2] Balabanian, N.: Syntéza elektrických obvodů. SNTL: Praha 1965.
- [I-3] Kasík, V.; Vambera, K.: Navrhování tranzistorových obrazových zesilovačů. SNTL: Praha 1965.
- [I-4] Pajprt, M.: Zesilovače se zpětnou vazbou. SNTL: Praha 1974.
- [I-5] Jakovlev, V. V.: Průručka impulzní techniky. Alfa: Bratislava 1973.
- [II-1] Phase measuring with increased accuracy. – ing, červen 71.
- [II-2] Versatile phase detector produces unambiguous output. – ics, září 77.
- [II-3] Digitales Phasenmessgerät. – ik, č. 5/76.
- [II-4] Ein digitales Phasenmessgerät. – ik, č. 9/74.
- [II-5] Speicheröscilloskop. Technische Rundschau, č. 38/76.
- [II-6] RAM storage adaptor for oscilloscopes. – ing, prosinec 76.
- [II-7] Low power cassette data recorder. – ing, prosinec 76.
- [II-8] Program analyzes spectrum of oscilloscope waveforms. – ics, únor 77.
- [III-1] Czech, H.: Oscilographen Messtechnik.
- [III-2] Sweeping ramp generator using op-amps. – ing, říjen 76.
- [III-3] Einfacher Wobbel-generator für Nf-bereich. – ik, č. 4/75.
- [III-4] Logarithmická spätová výzba. ST č. 7/72.
- [III-5] Temperaturkompensierte logarithmische Verstärker. – ik, č. 10/75.
- [III-6] PROM provides linear or log. display. – ics, list. 76.
- [III-7] Einsatzmöglichkeiten Nf-synthesiser SSN. NRS, leden 73.



[III-8] A digital oscillator with phase related output.
– ing, listopad 74.

[III-9] Ein digitaler Sinusgenerator. – ik, č. 12/71

[III-10] Lavinový tranzistor jako generátor kmitočtového spektra. ST č. 9/75.

[III-11], [III-14], [III-15], [III-17] – NSR duben 76, říjen 76, červenec 77, únor 78

[III-12] Wobbelkurven auf dem Fernsehschirm dargestellt. Funkschau č. 22/75.

[III-13] Wobbelmessplatz in Modularbauweise. – ik, č. 10/76.

[III-16] A high-performance 2-to-18 GHz sweeper. HPJ, březen 75.

[III-17] Network analysis in the range 100 kHz to 110 MHz. HPJ, prosinec 69.

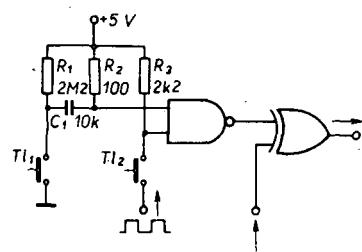
[III-18] A direct-reading network analyzer for the 500 kHz to 1,3 GHz. HPJ, červen 76.

[IV-1] [IV-2], [IV-3], [IV-4] – HPJ, srpen 68, září 71 a 73, červen 70.

[IV-5] Die schnelle Fourier-transformation. NRS, leden 73.

[V-1] Převodník U/f. AR č. 8, 9/76. 9/76.
– ing = Electronic Engineering, – ik = Elektronik, – ics = Electronics International, HPJ = Hewlett-Packard Journal, NRS = Neues von Rohde & Schwarz.

7400 7486



Obr. 3. Obvod k řízení čítače

ZAJÍMAVÁ ZAPOJENÍ

Simulátor logických funkcí

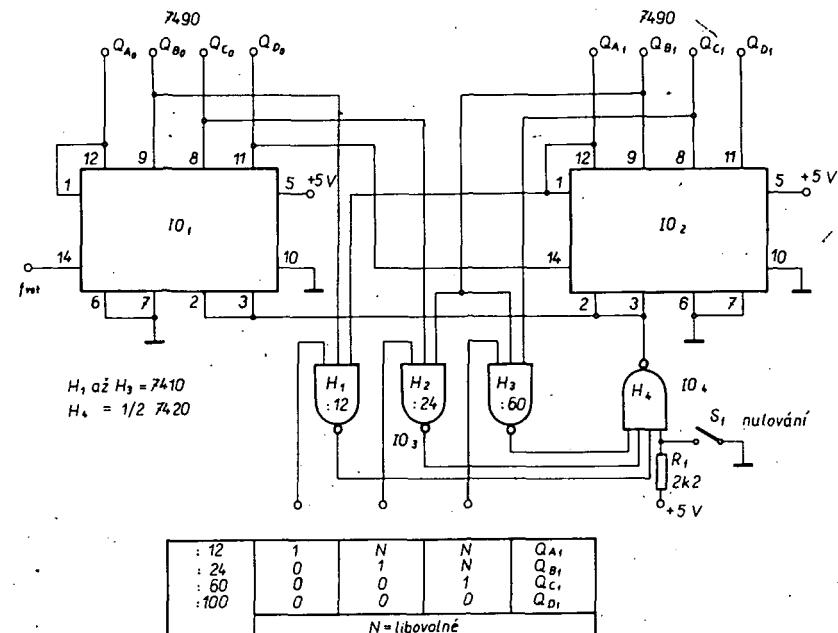
Před konstruktérem, který se zabývá konstrukcí digitálních obvodů, vzniká problém, jak ověřit funkci obvodu, navrženého pomocí Booleovy algebry. Simulátor na obr. 1 dovoluje simulovat všechny logické funkce se dvěma vstupními a jednou výstupní proměnnou. Simulátor je sestaven ze čtyř základních bloků, tří řízených invertorů, elektronického spínače, ústřední logické jednotky (jedno hradlo AND a jedno hradlo NOR, z nichž jsou odvozeny všechny další vazby) a indikátoru s diodami LED. Vstupní proměnné jsou do simulátoru zavedeny pomocí dvou tlačítek a jsou indikovány diodami LED. Abychom zmenšili spotřebu proudu, je možné hradla OR nahradit diodami.

Funkschau č. 15/77

Dělič 12-24-60-100 a jeho řídící obvod

Dělič na obr. 2 je použitelný zejména v digitálních hodinkách anebo v časovém spínači. Cítač můžeme volbou programu nastavit na požadovaný dělič poměr. Tento čítač lze programovat dekodérem, dekódérem ho lze i nastavit. Z tabulky na obr. 2 je zřejmé, jak je možno naprogramovat různé dělič poměry. Dělič poměr je možné nastavit i přepínačem 1×4 polohy, připojíme-li na tři volitelné vstupy odpory 680Ω .

Cítač na obr. 2 je nulován tlačítkem „nulování“. Je-li použit jako hodiny, nebo jako část měřiče kmitočtu, pak je nutno

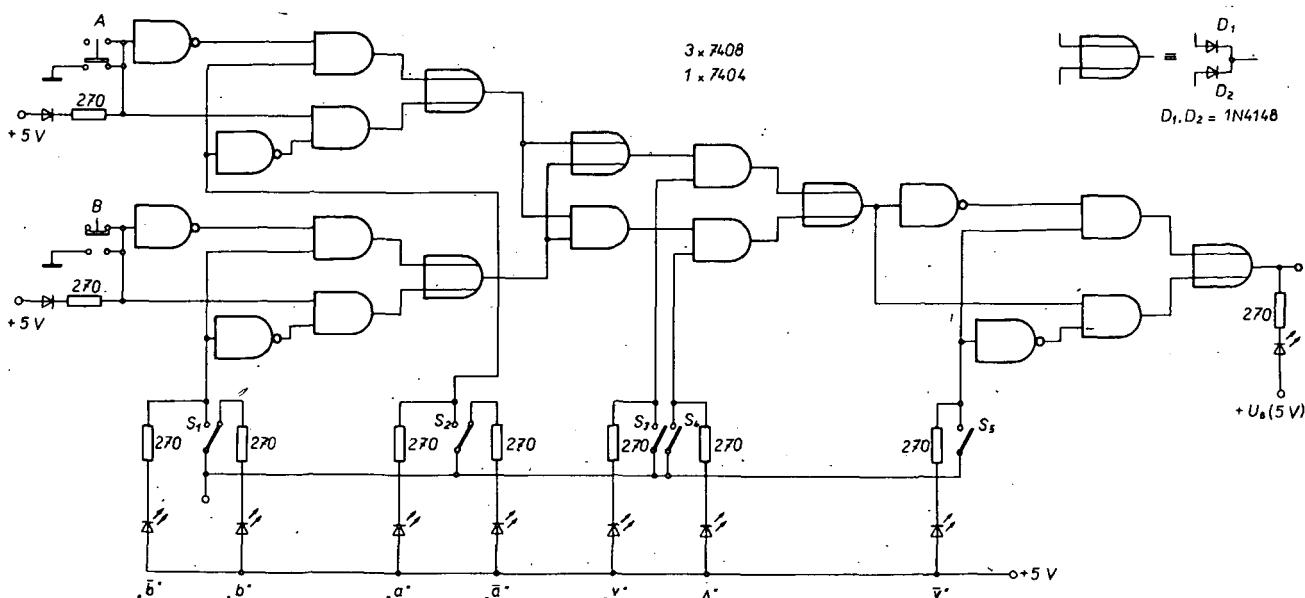


Obr. 2. Dělič 12, 24, 60 a 100

použít k nulování obvod podle obr. 3, který má na výstupu jeden impuls nebo sérii impulzů. Není-li stlačeno tlačítko T_1 (ani T_2), je na výstupu N_1 úroveň log. 0. Proto i signál na druhém vstupu N_2 je přenesen na výstup. Stiskneme-li tlačítko T_1 , dostaneme

na výstup N_2 jeden impuls, kterým můžeme čítač vynulovat. Aby po stlačení T_1 byla přenesena na výstup série impulzů, musíme na T_2 přivést signál z oscilátoru.

Elektor č. 80/77

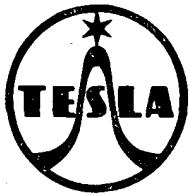


Obr. 1. Simulátor logických funkcí

TESLA BRNO n. p.,

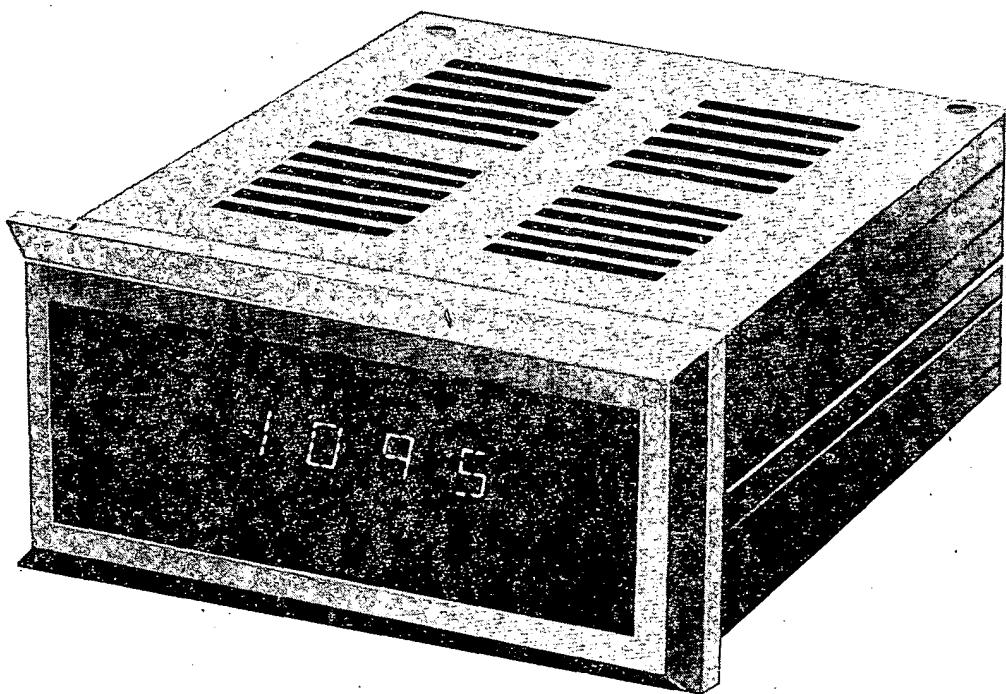
výrobce elektronických měřicích
přístrojů

vám nabízí ze svého bohatého sortimentu



DIGITÁLNÍ PANELOVÉ MĚŘIDLO

BM 551



Je určeno zejména k přesnému měření napětí analogových výstupů elektronických měřicích přístrojů. Této funkci je přizpůsoben i základní rozsah měřidla 1,999 V. Vzhledem ke svým vlastnostem, tj. velké přesnosti ($\pm 0,1\%$ z měřené hodnoty $\pm 1\text{ mV}$ z rozsahu) a malému vstupnímu proudu (max. $\pm 10\text{ nA}$) může sloužit také jako náhrada laboratorních ručkových měřicích přístrojů třídy přesnosti 0,1 %.

Měřidlo může pracovat buď v autonomním režimu, kdy automaticky rychlostí asi tři měření za sekundu opakuje měření vstupního napěti, nebo může být řízeno vnějšími signály. Tato možnost spolu s využením změřeného údaje v kódu BCD dovoluje připojit měřidlo na obvody interface pro použití v automatickém měřicím systému IMS.

Objednávky a dotazy posílejte na adresu:

TESLA Brno, n. p., odbyt
třída Vítězství 23
612 45 BRNO
tel. 253 31, 253 32, 253 33



SOUČÁSTKY A NÁHRADNÍ DÍLY

**PRODEJNY
TESLA**

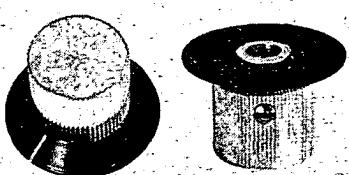


IDEÁLNÍ STAVEBNÍ PRVEK

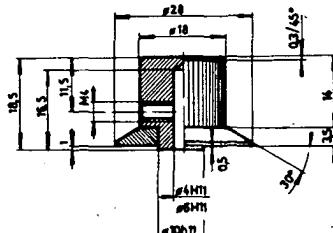
pro elektroniku
a přesnou mechaniku

KOVOVÉ PŘÍSTROJOVÉ KNOFLÍKY

K 186 a K 184
na hřidle Ø 6 a 4 mm



- pro přístroje HIFI-JUNIOR
- pro elektronická měřidla
- pro mechanické aplikace
- pro jiné zesilovače a tuneru
- pro amatérské experimenty
- náhrada nevhodných knoflíků



Základní těleso z polomatného legovaného hliníku má vroubkovaný obvod pro lehké, ale spolehlivé uchopení. Robustní stavěcí šroub M4 zajišťuje pevné spojení bez prokluzu i na hladkém hřidle bez drážky. Ani při silovém utažení knoflík nepraská, jak se to stává u výrobků z plastických hmot. Zvyšená středová patka se opírá o panel a vymezuje mezera 1 mm mezi panelem a obvodem černého kónického indikačního kotouče. Bílá ryska na kotouči (je o 180° proti šroubu) tak umožňuje snadno a bez paralaxy rozeznávat nastavenou informaci. Moderní, technicky střízlivý vzhled a neutrální kombinace přírodního hliníku s černou a bílou dovolují použít tyto knoflíky v libovolně tvarovaném i barevném prostředí.

MALOOBCHODNÍ CENA ZA 1 ks: 13,70 Kčs
Prodej za hotové výhradně v prodejně Elektronika. Poštou na dobírku nezasíláme.
Prodej za OC i VC (bez daně). Dodací lhůty:
Do 1000 ks ihned ze skladu, větší počty a prodej za VC na základě HS.

obchodní označení	určeno pro hřidel	číslo výkresu	číslo jednotné klasifikace
K 186	Ø 6 mm	992 102 001	384 997 020 013
K 184	Ø 4 mm	992 102 003	384 997 020 014



ELEKTRONIKA

podnik ÚV SvaZarmu
Ve Smečkách 22, 110 00 Praha 1

telefon: prodejna 24 83 00
odbyt (úterý a čtvrtek): 24 96 66
telex: 121601